

K. O. SCHMIDT

DK 621.396.67.029.64

Neuere Richtantennen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich¹⁾

Anlagen für Richtfunkverbindungen bestehen im wesentlichen aus 4 Bauteilen: dem Sender, dem Empfänger, den Antennen und ihren Energieleitungen. Trotz des gleichen Gesamtzieles der Übertragung von Nachrichten unterscheiden sich die zu beachtenden Gesichtspunkte für die einzelnen Bauteile entsprechend ihrem voneinander abweichenden technischen Aufbau.

Die nachstehenden Ausführungen sollen einen Überblick über die wichtigsten allgemein gültigen Richtlinien beim Bau der verschiedenartigsten Richtantennen, insbesondere für Richtfunkverbindungen, geben und den heutigen Stand der Technik sowie einige Zahlenwerte für die bekanntesten Antennenformen zeigen.

1. Die allgemeinen Aufgaben und Eigenschaften der Richtantennen

Die Betrachtung der allgemeinen Richtantennenformen kann man nach den drei Anforderungen der leistungsmäßigen Energiebündelung, der störbefreien Strahlzusammenfassung und der breitbandigen Anpassung gliedern.

1.1 Energiebündelung

1.1.1 Senderleistung

Um mit einer möglichst geringen Sendeenergie auszukommen, wird die Strahlung der Sendeantenne in der Richtung der Empfangsantenne stark gebündelt. Gegenüber dem allseitig gleichmäßig wirkenden „Kugelstrahler“ (isotropic source) wird eine gerichtete Energiesteigerung von 30 ... 40 dB (10^3 ... 10^4) erreicht. Dadurch ist es möglich, mit Sendeleistungen unter 10 Watt auszukommen. Auf diese Weise kann man den technischen und damit auch den wirtschaftlichen Aufwand für die Stromversorgungsanlagen der Zwischenverstärker gering halten, was bei der Linienführung von Relaisstrecken durch schwach- oder unbesiedelte Gebiete (Mangel an Überlandleitungen) wesentlich ist.

¹⁾ Vortrag gehalten auf der NTG-Tagung am 6. 4. 1954

Die untere Grenze der Sendeleistung wird außerdem noch durch den vom CCIF²⁾ vorgeschriebenen Geräuschabstand im Nutzband (dieser ist vorwiegend durch das Rauschen des Eingangs- und Mischkreises bestimmt) festgelegt. Einen zahlenmäßigen Überblick über diese Verhältnisse gewinnt man am besten aus den nachstehenden Formeln.

1.1.2 Empfangsleistung und Rauschleistung

Die Empfangsleistung ergibt sich nach F r ä n z [1] aus der Formel

$$N_e = N_s \cdot \frac{F_e \cdot F_s}{r^2 \cdot \lambda^2} = N_s \cdot \frac{1}{r^2} \cdot \left(\frac{F}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{für } F_e = F_s = F) \quad (1)$$

Dabei bedeuten:

N_e = Empfangsleistung; N_s = Sendeleistung
 F_e = Wirkfläche (Absorptionsfläche) der Empfangsantenne
 F_s = Wirkfläche der Sendeantenne
 r = Entfernung von Sende- und Empfangsantenne
 λ = Wellenlänge.

Aus (1) geht hervor, daß man das Verhältnis F/λ möglichst groß machen muß, um eine hohe Empfangsleistung bei festliegender Sendeleistung zu erreichen.

Die notwendige Sendeleistung wird aus der Forderung erhalten, daß die Empfangsleistung N_e je nach der Zahl der Zwischenstationen Z ($P_Z = 1/2 \cdot \ln Z$) und nach dem der Nachrichtenart (Fernsehen oder Fernsprechen) entsprechenden Rauschabstand P_R (40 ... 70 dB) sowie unter Berücksichtigung sonstiger Energieleitungs- und Gerätetoleranzen und von Schwunderscheinungen höher als die Rauschleistung N_R des Empfängers liegen muß, d. h.

$$N_e \gg N_R (> 40 \dots 70 \text{ dB}) \quad (2)$$

Die untere Rauschleistungsgrenze N_R ergibt sich aus der Formel

$$N_R = 4 \cdot 10^{-21} \cdot \Delta f \quad [\text{W}] \quad (3)$$

Sie wird aus der Formel von Nyquist $E_R = \sqrt{4KTR \cdot \Delta f}$ hergeleitet. Dabei bedeuten: $K = 1 \cdot 10^{-23}$ die Boltzmannsche Konstante, $T = 293^\circ$ und Δf die Bandbreite in Hz.

1.1.3 Streckendämpfung

Die vierte für die Richtantennentechnik wichtige Formel ist die Streckendämpfung b_s

$$b_s = \ln r \cdot \frac{\lambda}{F} \quad [\text{N}] \text{ bzw.}$$

$$b'_s = 20 \cdot \log r \cdot \frac{\lambda}{F} \quad [\text{dB}] \quad (4)$$

Diese Formel bietet zwei physikalisch wichtige Gesichtspunkte: Erstens wächst die Streckendämpfung nur mit dem Logarithmus der Entfernung, während bei der Kabeltechnik die (im logarithmischen Maß z. B. in dB ausgedrückte) Dämpfung direkt proportional mit der Länge ansteigt. Haben wir also bei einer Strecken-

²⁾ CCIF = Comité Consultatif International Téléphonique.

länge von 50 km z. B. eine Dämpfung von 65 dB, dann steigt bei einer Verdoppelung der Streckenlänge der Dämpfungswert nur um 6 dB auf 71 dB an. Zweitens kann man die Dämpfung durch Vergrößern des Verhältnisses F/λ wesentlich verkleinern. Dies führt bei der aus baulichen Gründen begrenzten Antennengröße zur Wahl einer möglichst kleinen Wellenlänge λ . Die untere Grenze von λ ist durch die Ausbreitungsverhältnisse in der Troposphäre gegeben. Im Weitverkehr (d. h. bei mehr als 10 Funkfeldern) geht man nach dem heutigen Stand der Erfahrungen kaum unter 6 cm Wellenlänge herunter, während der Bereich bis herab zu 3,5 cm dem Nahverkehr vorbehalten bleibt.

1.1.4 Leistungsfähigkeit

Die Leistung einer Richtantenne kann einmal aus ihren geometrischen Abmessungen berechnet werden. Dabei ergibt sich die Leistungszahl zu

$$G = \frac{4\pi \cdot F}{\lambda^2} \quad (\text{bezogen auf den Kugelstrahler}) \quad (5)$$

Liegt ein Antennendiagramm vor, so kann im anderen Falle nach *Saxton* [2] die Leistungszahl mit großer Annäherung nach folgender Formel ermittelt werden

$$G = 4 \cdot \left(\frac{a}{b}\right)^2 \quad (\text{bezogen auf den Kugelstrahler}) \quad (6)$$

$$= \frac{8}{3} \cdot \left(\frac{a}{b}\right)^2 \quad (\text{bezogen auf den } \lambda/2\text{-Dipol}) \quad (6a)$$

Dabei bedeuten a und b die große und die kleine Halbachse des als Ellipse angenommenen Strahlungsdiagramms.

1.1.5 Antennengewinn

Der Antennengewinn V_A gegenüber einem Kugelstrahler wird im logarithmischen Maße angegeben und lautet

$$V_A = \frac{1}{2} \ln G \quad (7)$$

Er liegt bei den Abmessungen und benutzten Wellenlängen unserer heutigen Richtstrahlantennen im allgemeinen in der Größenordnung zwischen 30 und 40 dB. Da dieser Antennengewinn sowohl bei der Sende- als auch bei der Empfangsantenne auftritt und diese meist gleich sind, so ist dieser Gewinn bei der Berechnung der Ausbreitungsdämpfung zweimal abzusetzen.

1.2 Bündelungswinkel und Nebenzipfelarmut

Durch eine Zusammenfassung des Strahlungsbündels auf einen kleinen Winkelraum wird erreicht, daß die Wirkungen der Fremdstörungen auf die Empfangsantenne vernachlässigbar klein werden und daß auch die jenseits des Funkfeldes liegenden Empfangsantennen nicht durch Senderstrahlen eigener Stationen der Gesamtverbindung beeinträchtigt werden. Das letztere setzt jedoch voraus, daß nicht nur die Hauptkeule schmal ist, sondern auch die Nebenzipfel gegenüber der Hauptkeule um mindestens 25 dB gedämpft sind.

In Abb. 1 sind die im Schrifttum üblichen Bezeichnungen für die Haupt- und Nebenzipfel sowie die Bündelungswinkel am Beispiel eines ellipsoidförmigen Strahlungsdiagrammes (dies ergibt in der Zeichnungsebene eine Ellipse) dargestellt. In der amerikanischen Literatur wird fast stets der Leistungshalbwert-Winkel γ (3-dB-Wert) angegeben. Wir erhalten ihn nach der allgemeinen Formel

$$\gamma_E = 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{d_E} \quad (8)$$

Diese Formel gilt für die rechteckige bzw. quadratische Antenne in der E -Ebene. Dabei bedeutet d_E die wirksame Kantenlänge. Im Wellenbereich von 20 cm bis herunter zu 6 cm liegen die Werte von γ_E für die Weitverkehrsverbindungen heute meistens zwischen 4° und 1° .

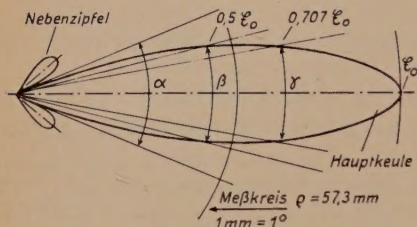


Abb. 1. Beispiel einer Strahlungskeule mit den Bündelungswinkeln α , β , γ

$$\begin{aligned} \alpha^\circ &= 115^\circ \cdot \lambda/d & \alpha &= 2 \cdot \lambda/d = \text{Nullwinkel} \\ \beta^\circ &= 70^\circ \cdot \lambda/d & \beta &= \text{Feldstärkehalbwertswinkel (hier z. B.} = 0,61 \cdot \alpha) \\ \gamma^\circ &= 51^\circ \cdot \lambda/d & \gamma &= \text{Leistungshalbwertswinkel (hier z. B.} = 0,44 \cdot \alpha) \end{aligned}$$

Bei der Bemessung der Richtantennen liegt die Schwierigkeit darin, daß zwischen einer starken Ausleuchtung der Antenne zum Erreichen eines hohen Wirkfaktors (Wirkfläche/geometrische Fläche $\geq 0,65$) und einer zum Rande nach null abklingenden Erregung zur Verminderung der Nebenzipfel ein Kompromiß gefunden werden muß. Dieser liegt nach dem heutigen Stand der Technik bei Wirkfaktoren von $W = 0,5 \dots 0,65$. Will man die Richtantennen für einen Durchgangswellenverstärker, d. h. ohne Frequenzumsetzung auf der Zwischenstation, verwenden (ein Ziel, das bis heute noch nicht erreicht ist), so muß der Rücken-Nebenzipfel mehr als 125 dB gegenüber der Hauptkeule gedämpft sein (H. T. Friis [3]).

1.3 Breitbandige Anpassung und mäßige Fertigungstoleranz

Die nach der *Atlantic City-Konferenz* für den kommerziellen Verkehr vorgesehenen Frequenzbereiche haben vorwiegend Bandbreiten von 600 MHz. Da in diesem Bereich fünf Sender und fünf Empfänger Platz finden müssen, kann man die Frequenzbänder ineinander verschachteln oder auch in zwei Teilbereichen zu je 300 MHz nebeneinanderlegen. Bei einer Wellenlänge von 7,5 cm (4000 MHz) entsprechen 600 MHz einer relativen Bandbreite der Antenne von 15 % und 300 MHz einer relativen Bandbreite von 7,5 %. Bei einer relativen Bandbreite von 15 % ist die Anpassung der Antenne an die Energieleitung, die ja einen anderen Frequenzgang hat, schwierig. (Für die Vielkanalfernsprechtechnik werden heute Anpassungen mit einem Reflexionsfaktor $r_f \leq 2\%$ angestrebt. Ein solcher Wert würde eine größere Unabhängigkeit von der Länge der Energieleitung mit sich bringen.) Die schmalere relative Bandbreite von 300 MHz erleichtert die Anpassung der Antenne an die Energieleitung, doch sind die Anforderungen an die Filterkreise höher. Bisher hat man der In-

einanderschachtelung der Frequenzbänder den Vorzug gegeben. Die heute erreichten Werte des Reflexionsfaktors r_f über einen Bandbereich von 600 MHz liegen etwa bei 5 %.

2. Die wichtigsten Antennenformen

2.1 Horn- oder Trichterstrahler

Die Abb. 2 und 3 zeigen je einen Hornstrahler mit rechteckigem bzw. kreisförmigem Querschnitt. Bei einem Spitzenwinkel von $40^\circ \dots 60^\circ$ ergeben sich die geringsten Nebenmaxima im Strahlungsdiagramm. Die Energieausbeute ist gering. Der Wirkfaktor ist nur etwa 30 %. Nach Schelkunoff [4] kann man mit einem sehr langen Hornstrahler ($L = 800 \lambda$, $d = 40 \lambda$) einen Wirkfaktor von $W = 0,81$ erreichen. Wegen zu großer Baulänge werden solche Trichter jedoch nicht verwendet. Man zieht die kürzeren Trichterstrahler vor und verbessert den Wirkfaktor der Anordnung durch den Vorsatz von Linsen, wodurch Werte von $W = 0,5 \dots 0,65$ erreicht werden.

2.2. Dielektrische Antennen

Die dielektrischen Antennen sind von P. Mallach [5] eingehend untersucht worden. Einen Vergleich zwischen einem metallischen Hohlrohrstrahler und einem dielektrischen Stielstrahler sowie einem dielektrischen Rohrstrahler zeigt die Abb. 4. Die Strahlungseigenschaften der dielektrischen Strahler sind besser als die des metallischen Hohlrohrstrahlers. Die Form des Stieles ist schwach konisch, um die im Innern des Strahlers auftretenden Reflexionen kleinzuhalten.

Abb. 2. Horn- oder Trichterstrahler mit rechteckigem Querschnitt

a, b = geometrische Kantenlänge = d_g bei quadratischem Querschnitt; φ = Öffnungswinkel

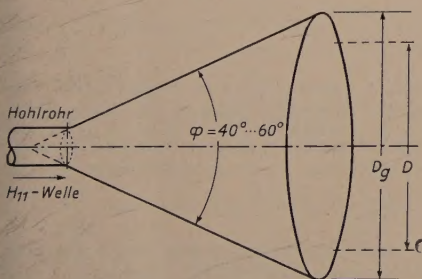


Abb. 3. Horn- oder Trichterstrahler mit kreisförmigem Querschnitt

D_g = geometrischer Durchmesser der Trichteröffnung; D = wirksamer Durchmesser der Trichteröffnung = $W \cdot D_g$; φ = Öffnungswinkel

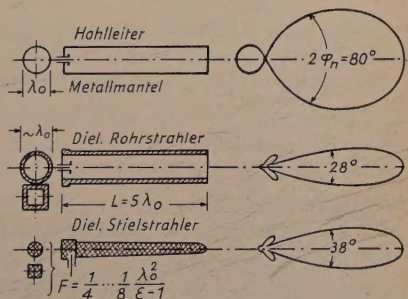
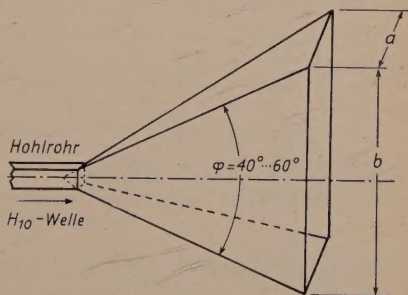


Abb. 4. Abstrahlung dielektrischer Richtstrahler im Vergleich zum Hohlleiter (n. Mallach)

Die Breitbandigkeit einer derartigen Antenne ist an sich groß, sie wird jedoch durch die Anpassung an den Erreger ($\lambda/4$ -Dipol) und die Energieleitung begrenzt. Die Energiebündelung kann durch Anordnung von Gruppen oder z. B. auch durch Einbau in einen Parabolspiegel verbessert werden. Der Wirkfaktor ist größer als 1 (hier z. B. etwa 2,6), wenn man die Strahlung allein auf den Querschnitt des Stielstrahlers bezieht. Dies ist jedoch physikalisch nicht berechtigt, da die dielektrische Stielantenne ein kombinierter Quer- und Längsstrahler ist und man den Wirkfaktor auf beide Ausdehnungen, d. h. auf das Volumen und nicht auf die Querschnittsfläche beziehen müßte. Im kommerziellen Verkehr wurden der dielektrische Stielstrahler und der Rohrstrahler bisher nicht angewendet.

2.3 Spulenantennen

Von J. D. Kraus [6] und H. Wheeler [7] wurden ausgedehnte Untersuchungen an Spulenantennen angestellt. Wird der Umfang einer Spulenumwindung gleich der Wellenlänge λ gewählt, so erhält man ein vorwiegend axiales Feld, wie in Abb. 5 zu erkennen ist. Durch eine Gruppenanordnung läßt sich eine stärkere Energiebündelung erzielen. Noch bessere Werte erhält man durch Einbau einer erregenden Wendel in einen Parabolspiegel oder in einen Hornstrahler.

Die Länge einer Spulenantenne ist begrenzt durch ihre starke Abstrahlung, die annähernd exponentiell mit ihrer Länge abnimmt. Es hat daher wenig Zweck, die Spule (Wendel) länger als sieben Windungen zu machen.

Die Vorteile der Spulenantenne (Wendelantenne) liegen in vier Eigenschaften begründet. Durch das von ihr erzeugte zirkular polarisierte fortschreitende Feld ist sie gegen lineare, d. h. gegen nur in einer Ebene zeitweilig wirkende Schwundeinflüsse, sehr unempfindlich. Durch die gleichartige Wendelung (Rechts-

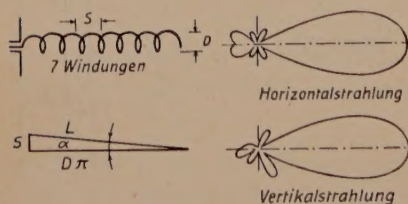


Abb. 5. Spulenantenne mit 7 Windungen, horizontal angeordnet (nach J. D. Kraus [6c]). D = Durchmesser der Spule, L = Länge einer Windung = λ , S = Steigung = Windungsabstand, α = Steigungswinkel = 12°

schraube oder Linksschraube) von Sende- und Empfangsantenne wird die bei einer Reflexion entstehende entgegengesetzt drehende Welle gegenüber der direkt eintreffenden Hauptwelle gedämpft.

Die Richtfunkverbindung wird damit gegen den Interferenzschwund (Mehrwege-Schwund) unempfindlicher, falls die Reflexion (am Boden oder an einer Schicht) nicht unter einem zu flachen Winkel eintritt (Brewster-Winkel).

Auch kann eine Anpassung einer solchen Spulenantenne an die Energieleitung recht breitbandig mit einem Reflexionsfaktor $r_1 \leq 2\%$ erreicht werden.

Die Anpassungsversuche sind z. T. ausgeführt, die Ausbreitungsuntersuchungen werden voraussichtlich Ende des Jahres 1954 begonnen werden.

Ferner bietet die Spulenantenne voraussichtlich die Möglichkeit, durch entgegengesetzte Wendung von Sende- und Empfangsantenne auf der Zwischenstation die Entkopplung zwischen den beiden Antennen zu verbessern.

2.4 Spiegelantennen

In Deutschland werden vorwiegend Parabolspiegelantennen verwendet. Die rechnerischen und konstruktiven Lösungen stellen einen Kompromiß zwischen guter Ausleuchtung (hoher Wirkfaktor: $W \geq 0,65$) und stark gedämpften Nebenzipfeln (bei $W \leq 0,6$) dar.

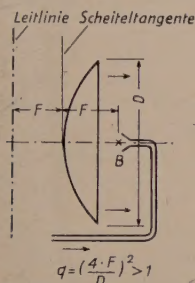


Abb. 6 (links). Flacher Parabolspiegel ($q > 1$) mit Erregerleitung von vorn

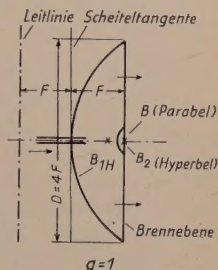


Abb. 7 (rechts). Parabolspiegel ($q = 1$) mit rückwärtiger Einspeisung

Die Abb. 6 und 7 zeigen zwei verschiedene Parabolspiegel. Der von vorn eingespeiste flache Parabolspiegel hat seinen Brennpunkt vor der Öffnungsebene. Die Öffnungszahl q des Spiegels gehorcht der Formel

$$q = \left(\frac{4 \cdot F}{D} \right)^2 > 1$$

Dabei bedeuten: F = Brennpunktentfernung, D = Spiegeldurchmesser.

Der Parabolspiegel der Abb. 7 hat seinen Brennpunkt in der Öffnungsebene ($q = 1$) und wird durch eine von rückwärts eingeführte Erregerleitung ausgeleuchtet.

Versuche und Berechnungen (C. D. Cutler [8]) haben ergeben, daß sich die günstigsten Kompromißlösungen für die Werte im Bereich von $q = 2$ bis $q = 3$ erreichen lassen.

Für Parabolspiegel mit 3 m Durchmesser und $q = 1,43$ wurden folgende Werte erreicht:

Wirkfaktor	$W = 0,55$
Leistungshalbwertwinkel	$\gamma_E = 4^\circ$ (für $\lambda = 15$ cm)
Reflexionsfaktor	$r_f \leq 5 \%$
Nebenzipfeldämpfung	$b_n \geq 25$ dB ($\geq 2,8$ N)

2.5 Linsenantennen

Nach ihrer Wirkung auf das sphärische Strahlenbündel unterscheidet man Verzögerungslinsen und Beschleunigungslinsen. Nach ihrem geometrischen Aufbau sprechen wir von Einfachlinsen und von Stufenlinsen.

In Abb. 8 sind die geometrischen Formen der Verzögerungslinse (konvex) und der Beschleunigungslinse (konkav) mit den Formeln für ihre Begrenzungsflächen dargestellt. Abb. 9 zeigt eine Metalllinse als Stufenlinse, die von W. E. K o c k [9] entwickelt worden ist. Da ohne besondere Vorkehrungen die Linsen einen Teil der auf sie fallenden Energie auf die Speiseleitung reflektieren und damit die Modulation verzerren würden, vermeidet man diese unerwünschte Wirkung durch zwei Maßnahmen. In der einen Ebene neigt man die Linse gegenüber dem senkrechten Mittelstrahl und verschiebt so den Reflexionsbrennpunkt, in der anderen Ebene versetzt man die beiden Linsenhälften um $\lambda/4$ und erreicht so ein Auslöschung der reflektierten Strahlen durch Interferenz. Der Wirkfaktor der Linsen liegt in der Größenordnung von $W = 0,5 \dots 0,65$. Die Nebenzüpfel und die rückwärtige Strahlung sind zur Zeit kleiner als bei den Parabolspiegeln.

2.6 Linsen für linearpolarisierte Wellen

Von W. E. K o c k [9] wurde zuerst die konkave Metalllinse als Beschleunigungslinse konstruiert. Die physikalische Wirkung beruht darauf, daß ein Strahlenbündel zwischen zwei Ebenen, zum E-Vektor parallelen Metallplatten eine Phasenvoreilung erfährt. Auf diese Weise werden die Randstrahlen in dem breiteren Randbereich so beschleunigt, daß der längere Weg bis zum Rande ausgeglichen wird. Nach Durchlaufen der Linse wird daher die sphärische Begrenzungsfläche des Strahlenbündels in eine Ebene umgewandelt. Der Abstand d der Metallplatten muß größer als $\lambda/2$ sein. Die relative Bandbreite der bisher angewandten Linsen ist gering ($\sim 5\%$). Die nächste von W. E. K o c k entwickelte Linse ist eine dielektrisch-metallische Verzögerungslinse, wie sie in Abb. 10 dargestellt ist. Durch Einlegen von vielen Metallstreifen in Schaumstoffplatten wird eine Erhöhung der Dielektrizitätskonstante der gesamten Anordnung und damit ein brauchbarer Brechungsindex von $n = 2,5$ erreicht. Die

Linse entspricht somit unseren bekannten Vorstellungen aus der Optik mit ihrer konvexen Form. Der Brechungsindex für eine solche Linse ergibt sich nach der Formel

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}} > 1 \quad (10)$$

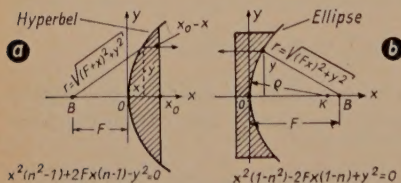


Abb. 8. Die geometrischen Formen der elektrischen Linsen. a) Verzögerungslinse (konvex), dielektrische Linsen, Weglängenzinsen

$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}} > 1$, F = Brennweite, f = Frequenz in Hz, n = Brechungsindex, c = Geschwindigkeit im freien Raum, v = Geschwindigkeit im Medium der Linse, ϵ = Dielektrizitätskonstante des Linsenmaterials, ϵ_0 = Dielektrizitätskonstante der Luft.

b) Beschleunigungslinse (konkav), $n = \frac{c}{v} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} < 1$, g = Krümmungsradius = $F(1-n)$ für $y=0$, a = Plattenabstand der Linse $> \frac{\lambda}{2}$, $\Delta t = f \cdot \frac{n}{1-n^2}$, $\frac{\lambda}{4d}$ = Bandbreite, d = Linsendicke

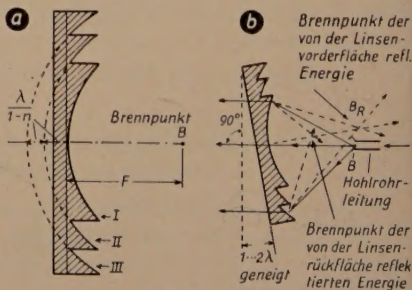


Abb. 9. a) Metalllinse als Stufenlinse (nach W. E. Kock). b) Neigung der Linse zur Vermeidung von stehenden Wellen auf der Speiseleitung (nach W. E. Kock)

Dabei bedeuten:

- ε_0 = Dielektrizitätskonstante der Luft
- ε = Dielektrizitätskonstante der Linsenordnung
- c = Lichtgeschwindigkeit
- v = Geschwindigkeit in der Linse

Diese Linsenart ist auf der Strecke New York—Chicago im TD2-System in Betrieb. Sie besteht aus mehr als 1000 Einzelteilen.

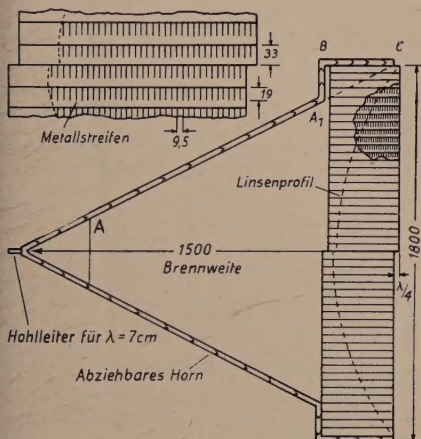


Abb. 10 (links). Dielektrische Verzögerungslinse (Lineare Polarisation)

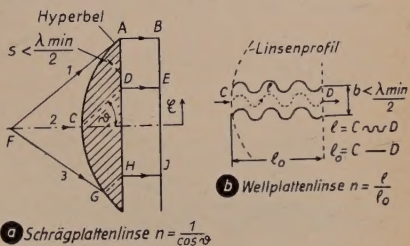


Abb. 11. Linsen mit Weglängenausgleich (Lineare Polarisation); Hyperbelpprofil nach der Formel $(n^2 - 1)x^2 + 2Fx(n - 1) - y^2 = 0$

Zur dritten von W. E. Kock [9] gebauten Linsenart rechnen die Linsen mit Weglängenausgleich in der Form von konvexen Metallinsen. Sie beruht darauf, daß das Strahlenbündel im Bereich der kürzeren Mittelstrahlen einen Umweg geführt wird (path-length-antenna). Dies kann man nach Abb. 11 einmal durch Anordnung von Schrägplatten, im anderen Fall durch Wellplatten erreichen. Die Begrenzung des Linsenprofils erfolgt nach einer Hyperbel. Der E -Vektor steht dabei senkrecht auf den Metallflächen, deren Abstand $s < \lambda_{\min}/2$ sein muß. Der Brechungsindex der Schrägplattenlinse läßt sich nach der Formel berechnen

$$n = \frac{1}{\cos \vartheta} \quad (11)$$

ϑ ist der Winkel, den die Schrägplatte gegenüber der Linsenachse bildet.

Der Brechungsindex der Wellplattenlinse ergibt sich aus dem durch die Wellplatten verursachten Umweg l_0 gegenüber dem geraden Weg l nach der Formel

$$n = \frac{l}{l_0} \quad (12)$$

Auch diese Linsenform hat in Amerika ausgedehnte Anwendung gefunden. Sie besteht aus weit weniger Einzelteilen als die dielektrische metallische Verzögerungslinse und stellt damit einen technischen Fortschritt dar. Die Nebenzipfel sind gering. Die Breitbandigkeit ist ausreichend ($\sim 15\%$, d. h. beispielsweise 600 MHz bei 4000 MHz).

2.7 Linsen für zirkularpolarisierte Wellen

Um auch für zirkularpolarisierte Wellen ein ebenes Wellenbündel zu bekommen, ist eine große Anzahl verschiedenartiger Linsen vorgeschlagen und entwickelt worden. So werden von W. E. Kock [9] die Kugellinse und ihre Abart, die Scheibelinse, beschrieben. Durch rotationssymmetrische Einlagerung von Kugeln oder Scheiben in einen Schaumstoff als Träger werden dielektrisch-

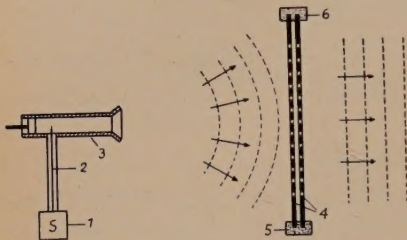


Abb. 12. Lochlinse mit Fokussierung durch Beugung. 1 = Sender; 2 = Energieleitung und 3 = Hornstrahler; 4 = gelochte Metallplatten (Lochdurchbruch $d < \lambda$); 5, 6 isolierte Befestigung der Metallplatten (nach frz. Zusatzpatent C 3489)

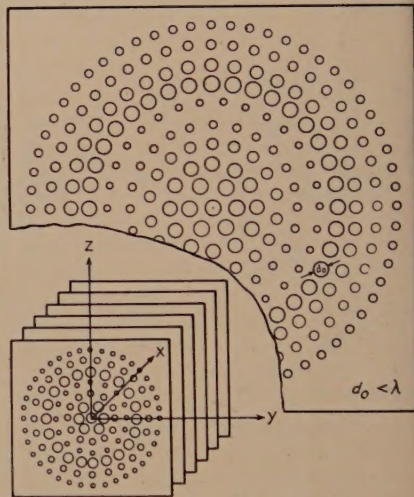


Abb. 13. Lochlinse als Stufenlinse ($d_0 < \lambda$). Beugungswinkel abhängig vom Lochdurchmesser

metallische konvexe Linsen mit einer Dielektrizitätskonstante > 1 geschaffen. Eine Anwendung auf Richtfunkstrecken ist bisher noch nicht bekannt geworden. Dagegen sind in Frankreich auf einigen Betriebsstrecken Lochlinsen eingesetzt worden [10]. Die Wirkungsweise einer metallischen Lochlinse zeigt Abb. 12. Eine derartige Linse kann nach Abb. 13 auch als Stufenlinse ausgeführt werden. Es ist auch möglich, statt der Metallplatten gelochte Platten aus Isoliermaterial zu verwenden. Eine solche Linsenart ist ebenfalls in Frankreich in Betrieb.

Geht man auf den aus der Optik bekannten Begriff der Fresnelzonen zurück, so kommt man auf die Zonenlinsen. Bei ihnen werden durch eine entsprechende Anzahl von kreisförmigen Flächen die um $\lambda/2$ im Gang verschobenen Wellenbündel ausgeblendet. Der Wirkfaktor solcher Anordnungen kann jedoch nur gering sein. Sie haben daher bisher noch keine praktische Anwendung gefunden.

2.8 Schlitzstrahler

Ein Schlitz in einer Metallwand verhält sich bei gleicher Länge ähnlich dem bekannten $\lambda/2$ -Dipol, wobei das magnetische Feld an die Stelle des elektrischen tritt. Man nennt daher den Schlitzstrahler auch einen magnetischen Dipol. Der Vektor des elektrischen Feldes steht in der Schlitzebene senkrecht auf der Längsausdehnung des Schlitzes.

Im Meterwellenbereich wird der Schlitzstrahler als Rundfunksendeantenne verwendet. In Amerika wird eine Gruppenanordnung von Schlitzten in einer

Metallwand in den oberen Fenstern eines Wolkenkratzers für Fernseh-Empfangszwecke benutzt.

Der Schlitzstrahler ist auch als Antenne in Flugzeugen geeignet, da er sich aerodynamisch günstig in den Tragflächen anordnen läßt.

In der Dezimeter- und Zentimeterwellentechnik wird der Schlitzstrahler bisher nur zur Erregung von Trichterantennen und Parabolspiegeln angewendet [1].

2.9. Passive Relais-Antennen

Den passiven Relais-Antennen kommt eine große wirtschaftliche Bedeutung zu. Oft liegt die Empfangsstation hinter einem hohen Berg oder einem hohen Gebäude. Ist es nun möglich, einen Umlenkspiegel für das ankommende Strahlenbündel auf einem Berg bzw. Gebäude vor oder hinter der Empfangsstation anzubringen, so kann eine vollständige Relais-Station eingespart werden [12].

Die durch einen ebenen Umlenkspiegel verursachte Zusatzdämpfung erhalten wir aus der Formel

$$b_R = \ln r_2 \cdot \frac{\lambda}{F_R} \quad (13)$$

Dabei bedeuten

r_2 = Entfernung des Umlenkspiegels von der Empfangsstation
 F_R = wirksame Fläche des Umlenkspiegels

Die Abb. 14 gibt die für eine Berechnung notwendigen Unterlagen. Wir ersehen hieraus, daß r_2 nicht zu groß werden darf ($r_2 \leq 1,5$ km) und daß F_R bis an eine konstruktiv noch vernünftige Größe herangetrieben werden muß ($F_R \sim 36$ m²). Wie die französischen Arbeiten [12, 13] zeigen, kann man auch mit zwei ebenen Spiegeln eine Strahlumlenkung bewirken. Auch mit durch Energieleitungen verbundenen Parabolspiegeln ist diese Aufgabe zu lösen, jedoch nur bei geringeren Entfernungen, da sonst die zusätzlichen Dämpfungen zu hoch werden.

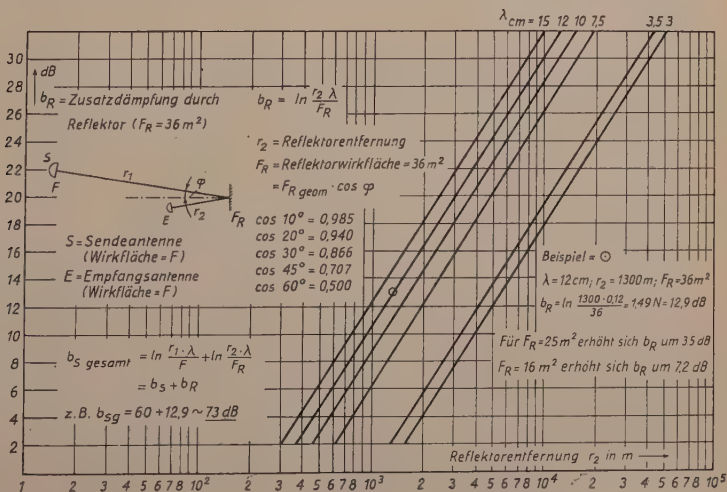


Abb. 14. Zusatzdämpfung durch Reflektor (ebener Spiegel), abhängig von der Entfernung des Reflektors bei verschiedenen Wellenlängen

2.10 Radar-Antennen

Das in Abb. 15 gezeigte Radar-Antennensystem für Schiffe besteht aus je einem Zylinderparabolspiegel für Senden und Empfangen. Mit Rücksicht auf die starken vertikalen Schwankungen ist eine starke Bündelung nur in der horizontalen Ebene vorgesehen. Die Einspeisung erfolgt über Hohlleiter mit kleinen Trichtern. Diese Technik hat, wie allgemein bekannt ist, bereits einen sehr hohen Stand erreicht [14, 15, 16].



Abb. 15. Schiffs-Radar-Antenne von Telefunken (je ein Zylinderparabolspiegel für Senden und für Empfangen)

3. Entwicklungsaufgaben und Entwicklungsrichtungen

Aus der bisherigen Entwicklung lassen sich schon heute einige Voraussagen über die kommenden Aufgaben machen.

So ist es vor allem die Vielkanal-Fernsprechtechnik, die beträchtlich höhere Anforderungen als die bereits ausgeführte Fernsehübertragung stellt. Vermutlich wird es gelingen, mit dem Parabolspiegel befriedigende Lösungen zu finden. Eine größere Schwundminderung wird man voraussichtlich durch Anwendung der zirkularpolarisierten Wellen, wie z. B. mit wendel-erregten Parabolspiegeln erreichen können. Durch Bedämpfung des Antennenrandes und durch Anwendung von dämpfenden Blenden [17, 18] wird man vielleicht auch eine weitere Verminderung der Nebenzipfel bei guter Ausleuchtung erhalten. Nahfeldstörungen sind wahrscheinlich durch absorbierende Stoffe (z. B. Moltopren mit Graphit) stark zu vermindern. Die bisherigen Untersuchungen lassen auch eine ausreichende breitbandige Anpassung der Antennen an die Energieleitungen erwarten. Versuche mit seitlicher Einspeisung von Parabolspiegeln zur Vermeidung von Reflexionen werden ebenfalls zu weiteren Entwicklungen führen.

Schrifttum

- [1] K. Fränz: Übersicht über die Dimensionierungsgrundlagen von Richtantennen. A. E. U. Bd. 1 [1947], H. 5/6, S. 205 ... 216.
- [2] J. A. Saxton: Wirel. Eng. Bd. 25 [1948], S. 110 ... 116.
- [3] H. T. Friis: Microwave Repeater Research. Bell System Techn. J. Bd. 27 [1948], S. 183 ... 246.
- [4] S. A. Schelkunoff: Electromagnetic Waves. D. van Nostrand Comp. Inc., New York N. Y., [1943], S. 365.
- [5] P. Mallach: Dielektrische Richtstrahler. FTZ Bd. 2 [1949], S. 33 ... 39.
- [6] J. D. Kraus: a) Electronics Bd. 20 [1947], S. 109 ... 111, b) Proc. I. R. E. Bd. 36 [1948], S. 1236 ... 1242, c) Proc. I. R. E. Bd. 37 [1949], S. 263 ... 272.
- [7] H. A. Wheeler: Proc. I. R. E. Bd. 35 [1947], S. 1484 ... 1488.
- [8] C. D. Cutler: Parabolic-Antenna Design for Microwaves. Proc. I. R. E. Bd. 35 [1947], S. 1284 ... 1294.
- [9] W. E. Kock: a) Proc. I. R. E. Bd. 34 [1946], S. 828 ... 836, b) Bell Lab. Rec. [1946], S. 193, c) Bell Syst. Techn. J. Bd. 27 [1948], S. 58 ... 82.
- [10] A. J. Ortusi und J. C. Simon: Frz. Zusatz-Patent Nr. C 3489 vom 30. 11. 50 (Comp. Général de Télégraphie sans Fil).
- [11] W. Klein: Techn. Mitt. der schweiz. PTT Bern [1949], April-H. 2, S. 49 ... 69.
- [12] R. Chaux und J. Dascotte: Annales de Radio électricité Bd. 5 [1950], S. 220 ... 229.
- [13] J. Hugon: Annales de Radio électricité Bd. 4 [1949], S. 157 ... 160.
- [14] Louis N. Ridenour: Radar System Engineering. McGraw-Hill, New York [1947].
- [15] Arthur Roberts: Radar Beacons, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York N. Y. [1947].
- [16] H. T. Friis und W. D. Lewis: Bell Syst. Techn. J. Bd. 26 [1947], S. 219 ... 317.
- [17] K. O. Schmidt: DBP 806 444 vom 17. 1. 1950.
- [18] K. O. Schmidt: DBP 872 970 vom 17. 6. 1951.

Berechnung und Dimensionierung eines Fächerentzerrers

Moderne NF-Verstärker enthalten heute fast immer Regelglieder, mit denen der Frequenzgang der Verstärker den jeweiligen Erfordernissen angepaßt werden kann. Die Regelglieder sind teilweise sehr kompliziert und lassen sich oft nicht vorausberechnen.

In der angelsächsischen Literatur finden sich nun häufig Angaben über „Fächerentzerrer“, d. h. Schaltungen, bei denen die Verstärkung für die tiefen und hohen Frequenzen beliebig und voneinander unabhängig angehoben und abgesenkt werden kann. Im „Überkreuzungspunkt“ bleibt also bei Variation der Anhebung bzw. Absenkung die Verstärkung konstant (Abb. 1). Diese Fächerentzerrer bestehen aus relativ einfachen RC-Netzwerken, die durch frequenzabhängige Spannungsteilung die jeweilige Anhebung oder Absenkung bewirken.

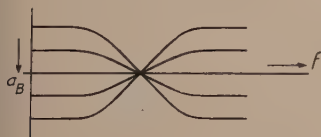


Abb. 1 (links). Schema der Entzerrerkurven eines „Fächerentzerrers“

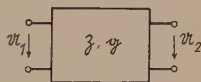


Abb. 2 (rechts). Vierpolbezeichnungen

Bei der eingehenden Untersuchung mehrerer solcher Schaltungen mußte allerdings festgestellt werden, daß die meisten einen erheblichen Abfall der Verstärkung bei höheren Frequenzen aufweisen. Weiterhin wurden Schaltungen untersucht, bei denen Höhen- und Tiefenfächer nur durch Widerstände entkoppelt sind. Es zeigte sich, daß diese Schaltungen bezüglich gegenseitiger Rückwirkung und Frequenzgang nicht den Anforderungen genügen.

Der nachfolgend beschriebene Fächerentzerrer besteht aus je einem Netzwerk zur Entzerrung der Tiefen und Höhen, die nur über eine Verstärkerröhre gekoppelt sind. Die jeweilige Anhebung oder Absenkung der Tiefen bzw. Höhen erfolgt dadurch völlig unabhängig und ohne Rückwirkungen. Die Trennung des Höhen- und Tiefenfächers bringt zusätzlich noch den Vorteil, daß die Einsatzpunkte des Höhen- bzw. Tiefenfächers ganz beliebig gewählt und somit den jeweiligen Entzerreraufgaben angepaßt werden können.

Bei der Untersuchung des Tiefen- bzw. Höhenfächers werden die gebräuchlichen Bezeichnungen der Vierpoltheorie verwendet (Abb. 2).

$$\frac{u_1}{u_2} = e^g = e^{a_B} \cdot e^{jb_B} = e^{(a_B + jb_B)} \quad (1)$$

g ist das Betriebsübertragungsmaß, also eine komplexe Größe. a_B ist die Be-

triebsdämpfung und b_B der Betriebswinkel¹⁾.

$$\left| \frac{U_1}{U_2} \right| = \left| e^{a_B} \right| \cdot \left| e^{jb_B} \right| = e^{a_B}, \text{ da } \left| e^{jb_B} \right| = 1 \quad (2)$$

Hieraus folgt

$$a_B = \ln \left| \frac{U_1}{U_2} \right| \quad (3)$$

1. Der Tiefenfächer

Abb. 3 zeigt die Schaltung des Tiefenfächers. Dieser besteht aus mehreren Schaltelementen, so daß es für Berechnung und übersichtliche Darstellung unumgänglich nötig ist, eine geeignete Normierung zu finden. Aus diesem Grunde wurden die Teilwiderstände aufeinander bezogen und die Normierung der Kondensatoren so gewählt, daß sich eine Einstellung des Abgriffs x ergibt, bei dem der Entzerrer einen geradlinigen Frequenzgang hat.

Das Verhältnis m zwischen dem Widerstandswert des Potentiometers R und dem Teilwiderstand R_1 kann so gewählt werden, daß die maximale Anhebung gleich der maximalen Absenkung wird.

Für die Berechnung des Tiefenfächers nach Abb. 3 wird zunächst der Innenwiderstand R_i der Spannungsquelle U_1 als Null angenommen. R_i der Spannungsquelle wird bei der Dimensionierung von R_2 berücksichtigt. Für eine beliebige Frequenz ergibt sich dann

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{p R_1 + \frac{(1-x) R}{1 + j \omega \frac{C}{p} (1-x) R} + \frac{x R}{1 + j \omega C x R} + R_1}{\frac{x R}{1 + j \omega C x R} + R_1} \quad (4)$$

für $0 \leq x \leq 1$.

Zur Berechnung wird folgende Normierung eingeführt

$$\omega C R_1 = \Omega \quad (5a)$$

$$\frac{R}{R_1} = m \quad (5b)$$

Damit wird aus (4)

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{(p+1) + \frac{(1-x)m}{1 + j \Omega (1-x)} \frac{m}{p} + \frac{m x}{1 + j \Omega m x}}{\frac{m x}{1 + j \Omega m x} + 1} \quad (6)$$

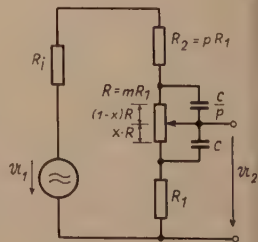


Abb. 3. Der Tiefenfächer

¹⁾ Die Bezeichnungen für Betriebsdämpfung a_B und Betriebswinkel b_B entsprechen dem internationalen Gebrauch.

$$= \frac{(p+1) + m - \Omega^2 m^2 \left(\frac{p+1}{p} \right) (1-x) x + j \Omega m (p+1) \left[x + \frac{1}{p} (m x + 1) (1-x) \right]}{1 + m x - \frac{\Omega^2 m^2}{p} (1-x) x + j \Omega m \left[x + \frac{1}{p} (m x + 1) (1-x) \right]} \quad (7)$$

Für $\Omega \rightarrow \infty$ ergibt sich aus (7)

$$\frac{u_{10}}{u_{20}} = p + 1 \text{ bzw. } a_{B0} = \ln \left| \frac{u_{10}}{u_{20}} \right| = \ln (p + 1) \quad (8)$$

a_{B0} ist die Grunddämpfung des Tiefenfächers. (8) läßt sich natürlich auch direkt aus Abb. 3 ableiten. Mit (7) und (8) erhält man

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{1 + \frac{m}{p+1} - \Omega^2 \frac{m^2}{p} (1-x) x + j \Omega m \left[x + \frac{1}{p} (m x + 1) (1-x) \right]}{1 + m x - \Omega^2 \frac{m^2}{p} (1-x) x + j \Omega m \left[x + \frac{1}{p} (m x + 1) (1-x) \right]} \quad (9)$$

$$a_B = \ln \sqrt{\frac{\left[1 + \frac{m}{p+1} - \Omega^2 \frac{m^2}{p} (1-x) x \right]^2 + \Omega^2 m^2 \left[x + \frac{1}{p} (m x + 1) (1-x) \right]^2}{\left[1 + m x - \Omega^2 \frac{m^2}{p} (1-x) x \right]^2 + \Omega^2 m^2 \left[x + \frac{1}{p} (m x + 1) (1-x) \right]^2}} \quad (10)$$

(10) ist die allgemeine Formel für die Berechnung der Entzerrungskurven des Tiefenfächers. a_B ist also die auf die Grunddämpfung a_{B0} bezogene Betriebsdämpfung der Entzerrerschaltung. Es ist $a_B < 0$ für Anhebung, $a_B = 0$ für ebenen Frequenzgang, $a_B > 0$ für Absenkung.

Für die Bemessung eines Tiefenfächers interessieren noch einige aus (10) abgeleitete Grenzfälle.

$$\text{Für } \Omega \rightarrow \infty \text{ wird } a_B = 0 \quad (11)$$

Für $x = 1$ ($\Omega \rightarrow 0$) erhält man die maximale Anhebung

$$a_{B \max} = \ln \left(\frac{1 + \frac{m}{p+1}}{1 + m} \right) = - \ln \left(\frac{1 + m}{1 + \frac{m}{p+1}} \right) \quad (12)$$

Für $x = 0$ ($\Omega \rightarrow 0$) erhält man die maximale Absenkung

$$a_{B \min} = \ln \left(1 + \frac{m}{p+1} \right) \quad (13)$$

Die Summe der Absolutwerte der maximalen Anhebung und Absenkung wird dann

$$a_{B \text{ tot}} = \left| \ln \left(\frac{1 + m}{1 + \frac{m}{p+1}} \right) \right| + \left| \ln \left(1 + \frac{m}{p+1} \right) \right| = \ln (1 + m) \quad (14)$$

Aus (12) und (13) ergibt sich, wenn die maximale Anhebung gleich der maximalen Absenkung sein soll

$$|a_{B \max}| = |a_{B \min}|, \text{ also}$$

$$\frac{1+m}{1+\frac{m}{p+1}} = 1 + \frac{m}{p+1}$$

$$m = p^2 - 1 \quad (15)$$

Setzt man (15) in (12) oder (13) ein, so erhält man für den Absolutwert der maximalen Anhebung oder Absenkung

$$|a_{B \max}| = |a_{B \min}| = \ln p \quad (16)$$

Weiterhin interessiert die Stellung x_E des Potentiometerabgriffes, für die sich ein „ebener“ Frequenzgang des Entzerrers ergibt. Es muß für $x = x_E$ sein

$$a_B = \ln \sqrt{1} = 0$$

Aus (10) folgt für ein beliebiges Ω

$$1 + \frac{m}{p+1} - \frac{\Omega^2 m^2}{p} (1 - x_E) x_E = 1 + m x_E - \frac{\Omega^2 m^2}{p} (1 - x_E) x_E$$

$$\frac{m}{p+1} = m x_E$$

$$x_E = \frac{1}{p+1} \quad (17)$$

Für die Berechnung der Randkurven des Tiefenfächers erhält man aus (10) maximale Anhebung ($x = 1$):

$$a_{B \max} = -\ln \left[\frac{\left[1 + \frac{m}{p+1} \right]^2 + \Omega^2 m^2}{[1+m]^2 + \Omega^2 m^2} \right] \quad (18a)$$

maximale Absenkung ($x = 0$):

$$a_{B \min} = \ln \left[\frac{\left[1 + \frac{m}{p+1} \right]^2 + \Omega^2 \frac{m^2}{p^2}}{1 + \frac{\Omega^2 m^2}{p^2}} \right] \quad (18b)$$

Mit (10), (18a) u. (18b) lassen sich die Entzerrerkurven des Tiefenfächers berechnen. Dabei müssen m und p als feste Parameter der jeweiligen Anwendung entsprechend gewählt werden. x bzw. Ω ist die abhängig bzw. unabhängig Veränderliche.

Ein gebräuchlicher und ausreichender Wert für die maximale Anhebung und Absenkung ist z. B.

$$|a_{B \max}| = |a_{B \min}| = 2,3 \text{ N (also Faktor 10)}$$

Damit erhält man aus (16)

$$p = 10,$$

aus (15) ergibt sich dann für

$$m = p^2 - 1 = 100 - 1 \approx 100$$

Mit diesen Annahmen wurden die nun folgenden normierten Kurven berechnet (s. Abb. 4). Ihre Auswertung wird an Hand eines Anwendungsbeispiels zum Schluß gezeigt.

In hochwertigen Verstärkern ist es oft wünschenswert, die Entzerrung nicht kontinuierlich, sondern in Stufen regelbar auszubilden, um definierte und reproduzierbare Entzerrerstufen zu erhalten. Dies bezieht sich in erster Linie auf die Potentiometereinstellung x_E für „ebenen“ Frequenzgang. Um nun die Berechnung der Einstellung x für bestimmte Entzerrerstufen, z. B. von 0,5 zu 0,5 N, zu erleichtern, wird im folgenden x als Funktion von a_B berechnet und grafisch dargestellt. Hieraus kann für beliebige Entzerrerstufen die zugehörige Einstellung des Abgriffes x bestimmt werden.

Aus (10) ergibt sich

für $\Omega \rightarrow 0$

$$a_B = \ln \left(\frac{1 + \frac{m}{p+1}}{1 + m x} \right)$$

$$e^{a_B} = \frac{1 + \frac{m}{p+1}}{1 + m x}$$

$$x = \frac{1 + \frac{m}{p+1}}{m \cdot e^{a_B}} - \frac{1}{m}$$

(19)

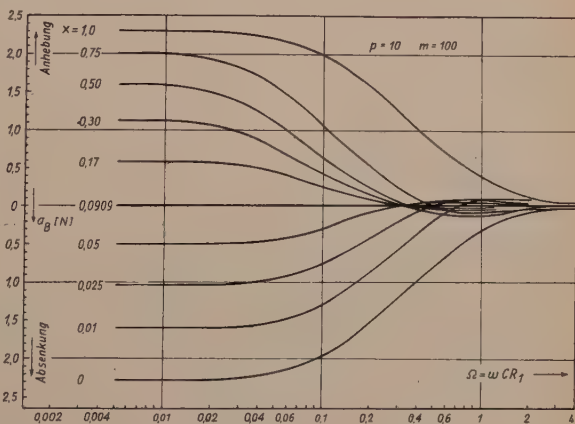


Abb. 4. Entzerrerkurven des Tiefenfächers

x wurde berechnet für $p = 10$ und $m = 100$. Die Funktion ist in Abb. 5 dargestellt.

Wird das Potentiometer R als umschaltbarer Stufenwiderstand ausgeführt, dann verwendet man möglichst Normwerte für die einzelnen Stufenwiderstände. Dabei muß darauf geachtet werden, daß die Summe der Teilwiderstände für die Absenkungsstufen gleich $x_E \cdot R$, die Summe der Teilwiderstände für die Anhebungsstufen gleich $(1 - x_E) R$ ist, damit in Stellung x_E wirklich ein ebener Frequenzgang des Tiefenfächers resultiert. Ist es erwünscht, die Absenkung

kleiner als die Anhebung zu machen, so kann man R teilweise als Festwiderstand ausbilden. Die Größe dieses Widerstandes läßt sich ebenfalls aus Abb. 5 entnehmen.

2. Der Höhenfächer

Die Prinzipschaltung des Höhenfächers zeigt Abb. 6. Ihre Analyse erfolgt ähnlich der des Tiefenfächers.

Auch hier wird die Normierung so gewählt, daß das Verhältnis der Widerstände und der entsprechenden Kapazitäten invers ist, um eine Einstellung des Abgriffes x des Potentiometers für „ebenen“ Frequenzgang zu erhalten. Das Potentiometer $n \cdot R$ darf in seinem Wert nicht klein sein, weil sonst die mit

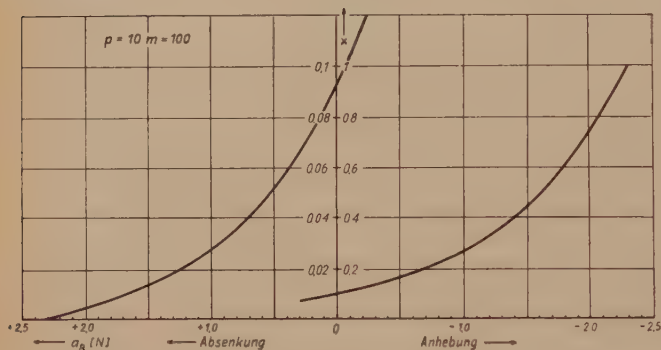
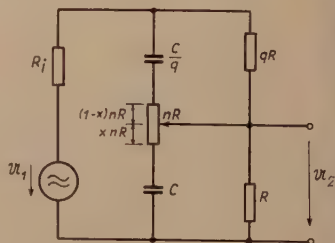


Abb. 5. Einstellung des Potentiometerabgriffes x als Funktion der Dämpfung (Tiefenfächer)

Abb. 6 (unten). Prinzipschaltung des Höhenfächers

ihm in Reihe liegenden Kapazitäten C und C/q die Spannungsquelle U_1 bei den höheren Frequenzen zu sehr belasten würden. Aus diesem Grunde muß n einen Wert ≥ 10 haben. Wenn $R_i \leq 1/10 R$ ist, so ist der Einfluß von R_i auf die Entzerrerkurven $< 1\%$ ($= 0,01 N$), also vernachlässigbar. Die Berechnung des Höhenfächers nach Abb. 6 erfolgt deshalb unter der Annahme, daß der R_i der Spannungsquelle Null ist.



$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{qR \left[(1-x)nR + \frac{1}{j\omega C/q} \right]}{qR + (1-x)nR + \frac{1}{j\omega C/q}} + \frac{R \left[x \cdot nR + \frac{1}{j\omega C} \right]}{R + xnR + \frac{1}{j\omega C}} \quad (20)$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R \left[x \cdot nR + \frac{1}{j\omega C} \right]}{R + xnR + \frac{1}{j\omega C}} \quad \text{für } 0 \leq x \leq 1$$

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{\frac{q + j \omega C R \cdot n (1-x)}{1 + j \omega C R \left[1 + (1-x) \frac{n}{q} \right]} + \frac{1 + j \omega C R \cdot n \cdot x}{1 + j \omega C R (1 + n x)}}{1 + j \omega C R n x} \quad (21)$$

Normierung:

$$\omega C R = \Omega \quad (22)$$

Mit (22) erhält man

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{\frac{q + j \Omega n (1-x)}{1 + j \Omega \left[1 + (1-x) \frac{n}{q} \right]} + \frac{1 + j \Omega n x}{1 + j \Omega (1 + n x)}}{1 + j \Omega n x}$$

Nach Umrechnung ergibt sich

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{1 + q - \Omega^2 n \left[1 + x (1-x) \frac{n}{q} (1+q) \right] + j \Omega (1+q) \left[1 + \frac{n}{q} + \frac{n}{q} (q-1) x \right]}{1 - \Omega^2 n x \left[1 + \frac{n}{q} (1-q x) \right] + j \Omega \left[1 + \frac{n}{q} + \frac{n}{q} (q-1) x \right]} \quad (23)$$

Für $\Omega \rightarrow 0$ [entweder aus (23) oder nach Abb. (6)]

$$\frac{u_{10}}{u_{20}} = 1 + q \quad \text{bzw.} \quad a_{B0} = \ln \left| \frac{u_{10}}{u_{20}} \right| = \ln (1 + q) \quad (24)$$

a_{B0} ist die Grunddämpfung des Höhenfächers.

Mit (24) wird (23)

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{1 - \Omega^2 n \left[\frac{1}{1+q} + x (1-x) \frac{n}{q} \right] + j \Omega \left[1 + \frac{n}{q} + \frac{n}{q} (q-1) x \right]}{1 - \Omega^2 n x \left[1 + \frac{n}{q} (1-x) \right] + j \Omega \left[1 + \frac{n}{q} + \frac{n}{q} (q-1) x \right]} \quad (25)$$

$$a_B = \ln \left| \frac{\left\{ 1 - \Omega^2 n \left[\frac{1}{1+q} + \frac{n}{q} (1-x) x \right] \right\}^2 + \Omega^2 \left[1 + \frac{n}{q} + \frac{n}{q} (q-1) x \right]^2}{\left\{ 1 - \Omega^2 n x \left[1 + \frac{n}{q} (1-x) \right] \right\}^2 + \Omega^2 \left[1 + \frac{n}{q} + \frac{n}{q} (q-1) x \right]^2} \right| \quad (26)$$

$a_B < 0$ für Anhebung, $a_B = 0$ für ebenen Frequenzgang, $a_B > 0$ für Absenkung.

Mit (26) werden die Entzerrerkurven berechnet. Aus (26) lassen sich einige für die Bemessung des Höhenfächers wichtige Grenzfälle ableiten.

Die maximale Anhebung erhält man für $\Omega \rightarrow \infty$, $x = 1$.

$$a_{B \max} = \ln \frac{1}{1+q} = -\ln (1 + q) \quad (27)$$

Die maximale Absenkung wird für $\Omega \rightarrow \infty$, $x = 0$

$$a_{B \min} = \ln \infty = \infty \quad (28)$$

Daraus folgt, daß der Höhenfächer keine symmetrischen Entzerrerkurven liefert, d. h., die Einsatze der Anhebung und Absenkung erscheinen nicht bei der gleichen Frequenz. Die Symmetrie der Entzerrerkurven nimmt mit steigendem Wert von n zu.

Die maximale Absenkung kann gleich der maximalen Anhebung gemacht werden, indem man einen Teil des Potentiometers als Festwiderstand ausbildet. Dieser kann dem weiter unten berechneten Diagramm „Einstellung des Abgriffes x als Funktion der Dämpfung“ entnommen werden.

Aus (26) erhält man für einen „ebenen Frequenzgang“ für x_E die Bedingung

$$1 - \Omega^2 n \left[\frac{1}{1+q} + \frac{n}{q} (1-x_E) x_E \right] = 1 - \Omega^2 n x_E \left[1 + \frac{n}{q} (1-x_E) \right] \quad (29)$$

$$x_E = \frac{1}{1+q}$$

Für die Berechnung der nachfolgenden Entzerrerkurven wurde eine maximale Anhebung von 2,3 N (Faktor 10) zugrundegelegt. Nach (27) wird dann

$$q \approx 10$$

(exakt wäre $q = 9$; mit $q = 10$ wird nach (27) $a_{B \max} = -2,4$ N).

Die Bemessung von n erfolgt nach den eingangs dargelegten Voraussetzungen: $n = 10$, also $n/q = 1$; $n = q$.

Mit $n = q = 10$ folgt aus (26)

$$a_B = \ln \left[\frac{\left\{ 1 - \Omega^2 q \left[\frac{1}{1+q} + (1-x) x \right] \right\}^2 + \Omega^2 [2 + (q-1) x]^2}{\left\{ 1 - \Omega^2 q x (2-x) \right\}^2 + \Omega^2 [2 + (q-1) x]^2} \right] \quad (30)$$

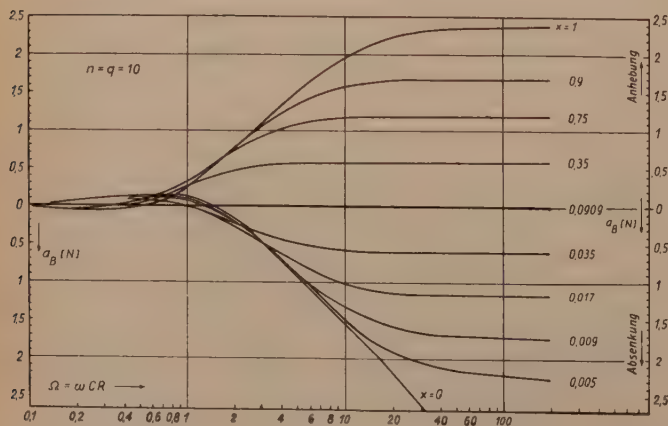
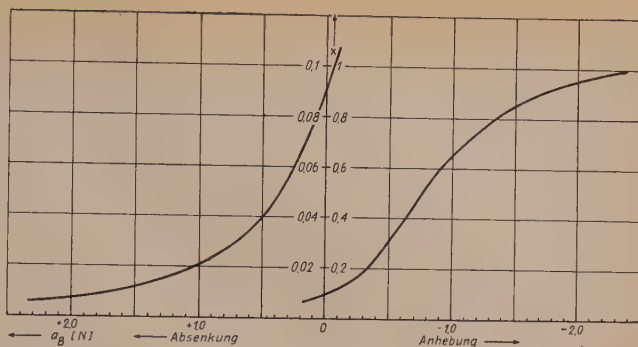


Abb. 7 Entzerrerkurven des Höhenfächers ($n = q = 10$)

Abb. 8. Einstellung des Potentiometerabgriffes x als Funktion der Dämpfung beim Höhenfächer



Für maximale Anhebung erhält man ($x = 1$)

$$a_{B \max} = -\ln \sqrt{\frac{\left\{1 - \Omega^2 \frac{q}{1+q}\right\}^2 + \Omega^2 [2 + (q-1)]^2}{\left\{1 - \Omega^2 q\right\}^2 + \Omega^2 [2 + (q-1)]^2}} \quad (31a)$$

Maximale Absenkung ($x = 0$)

$$a_{B \min} = \ln \sqrt{\frac{\left\{1 - \Omega^2 \frac{q}{1+q}\right\}^2 + 4 \Omega^2}{1 + 4 \Omega^2}} \quad (31b)$$

Mit (30), (31a) und (31b) wurde das Diagramm des Höhenfächers (Abb. 7) berechnet.

Soll der Höhenfächer stufenweise umgeschaltet werden, so wird noch die Kurve „Einstellung des Potentiometerabgriffes x als Funktion der Betriebsdämpfung“ benötigt. Aus (30) wird mit $\Omega \rightarrow \infty$

$$a_B = \ln \frac{\frac{1}{1+q} + (1-x)x}{x(2-x)}$$

$$e^{a_B} = \frac{\frac{1}{1+q} + (1-x)x}{x(2-x)}$$

$$x = -\frac{1}{2} \frac{2e^{a_B} - 1}{1 - e^{a_B}} \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{2e^{a_B} - 1}{1 - e^{a_B}} \right)^2 + \frac{1}{(a+q)(1 - e^{a_B})}} \quad (32)$$

(für $a_B < 0$ (Anhebung): positive Wurzeln, für $a_B > 0$ (Absenkung): negative Wurzeln).

Für $n = q = 10$ wurde x als Funktion der Dämpfung berechnet (Abb. 8).

Bei der Auswertung von (32) ist zu beachten, daß bei $a_B > 0$ die Genauigkeit des normalen Rechenschiebers nicht mehr ausreicht, weil sich x als Summe und Differenz fast gleich großer Zahlen ergibt. Es ist nach Möglichkeit ein größerer Rechenschieber oder eine Logarithmentafel zu verwenden.

3. Ein Anwendungsbeispiel

Die Dimensionierung eines Höhen- und Tiefenfächers sei an Hand eines Beispiels gezeigt (Abb. 9).

Die beiden Entzerrerschaltungen werden über eine Doppeltriode ECC 40 mit mittlerem Verstärkungsfaktor ($\mu = 30$) gekoppelt. Der Innenwiderstand R_i solcher Trioden ist $< 20 \text{ k}\Omega$, so daß sich mit Sicherheit die oben aufgezeigten Bedingungen erfüllen lassen.

Je System der ECC 40 ($u_B \approx 250 \text{ V}$, $R_a \approx 100 \text{ k}\Omega$, $R_k \approx 2 \text{ k}\Omega$) wurde $R_i = 18 \text{ k}\Omega$ gemessen. Durch die Parallelschaltung von R_i und R_a ergibt sich dann für den resultierenden Innenwiderstand (von der Entzerrerschaltung aus gesehen) $\approx 15 \text{ k}\Omega$.

Bedingungen für den Tiefenentzerrer

Bei 50 Hz soll die maximale Anhebung ungefähr 10 ($\approx 2,3 \text{ N}$) sein. Bei 1000 Hz soll der Einfluß der Entzerrung möglichst klein bleiben.

Aus (16) und (18) ergibt sich

$$p = 10 \text{ und } m = 100$$

Für das Potentiometer R wird ein gängiger Wert von $1 \text{ M}\Omega$ gewählt.

$$R = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R}{m} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = p \cdot R_1 = 100 \text{ k}\Omega$$

Infolge $R_i = 15 \text{ k}\Omega$ wird $R_2 = 100 - 15 = 85 \text{ k}\Omega$.

Aus Abb. 3 ergibt sich für $\Omega = 0,0628$

$$a_B = -2,2 \text{ N}$$

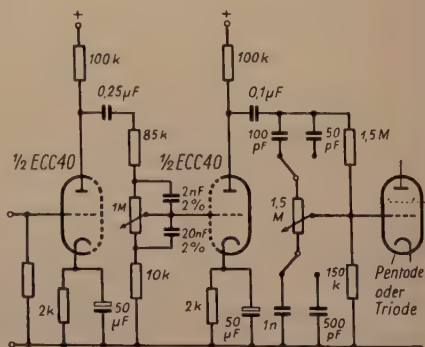
Hieraus wird mit (5a)
$$C = \frac{\Omega}{\omega R_1} = \frac{6,28 \cdot 10^{-2}}{6,28 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 10^4} = 20 \text{ nF}, \quad \frac{C}{p} = 2 \text{ nF}$$

Mit dieser Bemessung nimmt die maximale Anhebung ($x = 1$) den Verlauf nach Tabelle 1.

Tabelle 1

f (Hz)	Ω	a_B (N)
30	0,0377	- 2,25
50	0,0628	- 2,2
100	0,1256	- 1,83
500	0,628	- 0,6
1000	1,256	- 0,23
2000	2,512	- 0,086

Abb. 9. Tiefen- und umschaltbarer Höhenfächer in einer Verstärkerschaltung



Bedingungen für den Höhenentzerrer

Bei 2 kHz soll die Anhebung 0,69 N sein

$$q = p = 10, \text{ also nach (27) } a_{B \max} = -2,4 \text{ N}$$

R_i der Spannungsquelle = 15 k Ω

$$R = 10 R_i = 150 \text{ k}\Omega$$

$$q \cdot R = 1,5 \text{ M}\Omega$$

Potentiometer:

$$p \cdot R = 1,5 \text{ M}\Omega$$

Aus Abb. 7 wird für $\Omega = 1,9$

$$a_B = -0,69 \text{ N}$$

Nach (22)

$$C = \frac{\Omega}{\omega R} = \frac{1,9}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3} = 1 \text{ nF}$$

$$\frac{C}{q} = 100 \text{ pF}$$

Die maximale Anhebung des Höhenfächers ist mit obigen Schaltelementen der Tabelle 2 zu entnehmen.

Tabelle 2

f (kHz)	Ω	a_B (N)
1	0,943	-0,23
2	1,9	-0,69
5	4,7	-1,41
10	9,43	-1,95
15	14,15	-2,13

Tabelle 3

f (kHz)	Ω	a_B (N)
1	0,47	≈ 0
2	0,95	-0,26
4	1,90	-0,69
5	2,38	-0,835
10	4,70	-1,41
15	7,12	-1,75

Soll der Einsatzpunkt des Höhenfächers variabel sein, dann brauchen nur C und C/q umgeschaltet werden. Soll z. B. erst bei 4 kHz 0,69 N Anhebung auftreten, dann wird

$$C = \frac{1,9}{6,28 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3} = 500 \text{ pF}$$

$$\frac{C}{q} = 50 \text{ pF}$$

Damit erhält man die maximale Anhebung des Höhenfächers nach Tabelle 3.

Zusammenfassung

Es wird die Schaltung eines Fächerentzerrers allgemein berechnet und diskutiert. Für eine bestimmte Dimensionierung werden die Entzerrerkurven berechnet. An Hand eines Beispiels wird deren Anwendung gezeigt.

Zur Benennung von Transistorgrößen

Die stürmische Entwicklung der Transistortechnik seit 1948 hat zu einer Reihe von neuen Begriffsbildungen geführt, für die in der angelsächsischen Literatur eine praktisch einheitliche Nomenklatur besteht. Leider werden diese neuen Bezeichnungen in die deutschsprachige technische Literatur sehr uneinheitlich übertragen; für dasselbe englische Wort findet man oft drei oder mehr verschiedene Übersetzungen. Da die Transistortechnik auch im deutschen Sprachgebiet immer mehr an Bedeutung gewinnt, ist eine Vereinheitlichung der deutschen Bezeichnungen dringend erwünscht, um das Studium der deutschen Fachliteratur nicht durch sprachliche Unklarheiten zu erschweren.

Für eine gute Übersetzung von Fachausdrücken müssen nun folgende Richtlinien maßgebend sein:

1. Die Benennung soll eindeutig sein.
2. Für das deutsche Sprachbild ungewohnte Aussprache und schwierige Schreibweise sind zu vermeiden. Eine direkte Übernahme des ausländischen Fachwortes empfiehlt sich daher nur in seltenen Fällen.
3. Das deutsche Wort soll sich eng an einen etwa schon bestehenden internationalen Wortstamm anlehnen, damit die Zusammengehörigkeit von Begriffen erkennbar bleibt und die Lektüre ausländischer Arbeiten auch für den nur gelegentlich fremdsprachig Arbeitenden erleichtert wird.
4. Bezeichnungen, die bereits in einen großen Teil der Literatur Eingang gefunden haben, sollten möglichst beibehalten werden.

Unter diesen Gesichtspunkten erweisen sich die nachstehend aufgeführten, aus der Literatur ausgewählten Übersetzungen als geeignet.

Akzeptor für *acceptor* (Elektronenfänger) sollte gegenüber der Schreibweise *Acceptor* bevorzugt werden.

Basis für *base* entspricht der allgemeinen Bedeutung des Wortes. Grundelektrode [7] ist eine selten gebrauchte Verdeutschung.

Donor für *donor* (Elektronenspender) hat sich gegenüber *Donator* durchgesetzt. **Eingangs- und Ausgangswiderstand** für *input- und outputresistance*. Die gleichzeitige Verwendung des Wortes „Input“- [5] und „Output-Widerstand“ für die entsprechenden Größen des Transistorvierecks verwirrt.

Emittor [6] für *emitter* ist besser als *Emitter* [2], [3], [4]. Die Endung —or für den Träger einer Eigenschaft ist bei deutschen Fremdwörtern üblich (Transformator, Rotor, Motor). Das vorgeschlagene Wort [7] *Emissionselektrode* ist umständlicher und besagt kaum mehr. Unklar wird dann aber das daraus gebildete „Emissionsschaltung“ für *Emitterschaltung*. Die an anderer Stelle verwendete Bezeichnung „Steuerspitze“ [1] entfernt sich weit vom internationalen Wortstamm und wurde daher nicht übernommen.

Flächentransistor für *junction transistor* hat sich allgemein durchgesetzt. Ein weiterer Vorschlag war *Großflächentransistor* [6].

Kollektor für *collector*. Die Worte haben im deutschen und englischen Sprachgebrauch die gleiche Bedeutung, die Schreibweise *Collector* [2], [4] scheint darum nicht gerechtfertigt. In der Literatur findet man manchmal auch Sammelelektrode [7] und Arbeitsspitze [1], Bezeichnungen, die aber nicht gern übernommen werden, weil sie sich zu weit vom internationalen Wortstamm entfernen.

Spannungsverstärkung für *voltage gain*. Ebenso Strom- und Leistungsverstärkung für *current gain* und *power gain*. Die Übersetzung Spannungsgewinn [5] ist in der Verstärkertechnik ungewöhnlich.

Spitzentransistor für *point contact transistor*. Die Benennung „Punkttransistor“ [5] verwirrt; der entscheidende Vorgang spielt sich in der Umgebung der Spitze, also nicht einem punktförmigen Gebiet ab. Punktkontakttransistor [8] wurde ebenfalls vorgeschlagen.

Gestattet sei ferner noch ein Hinweis zur Kurzbezeichnung „Löcherstrom“ oder „Löcherleitung“ in Kristallen, wie z. B. bei Germanium. Dieser Ausdruck ist nicht nur unschön, sondern auch irreführend. Gemeint ist nämlich mit „Loch“ nicht etwa eine Lücke im Kristall, also ein fehlender Gitterbaustein, sondern eine Stelle mit (bildlich gesprochen) fehlendem Elektron. Wird diese Stelle nun von einem zu einem Nachbarplatz gehörigen Elektron besetzt, so ist jetzt der Nachbarplatz Elektronenmangelstelle. Elektronenmangelleitung oder -ersatzleitung wäre demnach korrekt. In der physikalischen Literatur zieht man die ebenfalls klare Bezeichnung Defektelektronenleitung (kurz Defektleitung) vor. Sie hat außerdem den Vorteil, daß sie auch sprachlich den Gegensatz zur gewöhnlichen „Überschußelektronenleitung“ (kurz Überschußleitung) erkennen läßt. „Loch“ hat nur dann Sinn, wenn man von einem Loch im Valenzband spricht, also einem abstrakten Gebilde. Der ingenieurhaft und anschaulich zu denken gewohnte Praktiker verbindet mit „Defektelektron“ eine klarere Vorstellung. Die nach der Polarität der Stromträger benannten Bezeichnungen p-Typ- und n-Typ-Leitung (positiv, negativ), die auch in der deutschen Literatur zuweilen verwendet werden, besagen über den Leitfähigkeitsmechanismus ebenfalls weniger als Defekt- und Überschußleitung. Im Interesse einer klaren Darstellungsweise wäre es daher wünschenswert, wenn sich die physikalische Bezeichnung Defektelektron für *houle* auch in der deutschen technischen Literatur durchsetzen würde.

Schrifttum

- [1] H. Fricke: Verstärker mit Transistoren. ATM Z, 631—4.
- [2] W. Herzog: Zur Schaltung von Transistoren. A. E. U. Bd. 7 (1953), S. 499.
- [3] P. J. W. Jochens u. F. H. Stieltjes: Eine Meßanlage für Transistoren. Philips' Techn. Rundschau, Bd. 13 (1952), S. 208.
- [4] J. Malch u. H. Beneking: Transistoren III; Technische Eigensch. u. Schaltungen. A.E.U. Bd. 6 (1952), S. 333 ... 346.
- [5] R. Rost: Kristallodentechnik. Verlag Wilhelm Ernst & Sohn, Berlin 1954.
- [6] H. Salow: Die Germaniumdiode. Z. angew. Phys. Bd. 3 (1951), S. 231.
- [7] M. J. O. Strutt: Transistoren. S. Hirzel-Verlag, Zürich 1954.
- [8] R. Thedieck: Beitrag zur Kenntnis des Mechanismus von Punktkontakt-Transistoren. Z. angew. Phys. Bd. 5 (1953), S. 165 ... 166.

Das Stromrauschen von Kohleschichtwiderständen

(Fortsetzung und Schluß aus FUNK UND TON Bd. 8 [1954] H. 7, S. 378 ... 385)

Die Abhängigkeit des Rauschens von der Länge der Kohleschicht und damit von der Belastbarkeit (24) geht aus den Messungen nicht hervor; sie wird daher aus (11b) übernommen. l schwankt hier innerhalb jeder Type im Verhältnis 1 : 1,5; gemessen wurden $l = 0,6 \dots 2,3$ dm, daher wird l am besten in dm eingesetzt. Auch unter Berücksichtigung dieser Länge streuen die Werte für E_{spez} im Bereich 1 : 10; die Mittelwerte sind in Tab. 1a zusammengestellt. Die Streuungen lassen sich dadurch erklären, daß E_{spez} selbst nicht konstant ist, sondern noch den Herstellungsbedingungen unterliegt. Man kann die Richtigkeit von (11b) und (24) aus Tab. 2 ersehen, wenn man feste Widerstandswerte annimmt, also $m = n = 1, 2, 3$ setzt. Dann erhält man $E_S \cdot l = E \cdot m = \text{const.}$

3.1 Bestätigung der aufgestellten Rauschformel

Die Überlegungen, die zur Gleichung (10) führen und (10) selbst lassen sich durch Messung prüfen. Dazu wurden 18 verschiedene 1-M Ω -Widerstände ausgesucht, die bei derselben Gleichspannung die gleiche Rauschspannung abgeben. Mit ihnen wurden die Anordnungen nach Abb. 4 ... 10 nachgebildet. E der Abb. 10 erhält man aus der gemessenen Spannung nach (19) für $E_{S1}^2 = E_{S2}^2$;

ferner ist $e = \frac{E}{\sqrt{m/n^3}}$. Der Strom war jeweils $I = 60 \mu\text{A}$. In Tabelle 2 sind E und e zusammengestellt. e streut bei einem Mittelwert von $61 \mu\text{V}$ um $\pm 10 \%$. Diese Abweichungen liegen innerhalb der Meßgenauigkeit. Durch die Übereinstimmung der Werte für e ist damit die Richtigkeit von (10) bewiesen.

3.2 Besonderheiten einiger Widerstände

Etwa 5 % der Widerstände zeigen ein 10 bis 200 mal stärkeres Rauschen als in der Tabelle für E_{spez} angegeben ist. Der Spannungsanstieg ist sehr unregelmäßig und schwankt sehr; sprunghafte Änderungen um den 5fachen Wert sind möglich. Beim Abhören ist kein gleichmäßiges Rauschen, sondern ein Prasseln zu vernehmen. Diese Störungen liegen wahrscheinlich in erster Linie an Herstellungsfehlern. Beim Auftragen kann die Schicht ungleichmäßig werden oder Fremdkörper können hineingelangen. Auch die Kappen sind als Störquellen denkbar. (Herstellung und Eigenschaften von Widerständen beschreiben C. A. Hartmann und H. Doßmann [13] sowie K. Lunze [29].)

Bei einzelnen Widerständen ist die Rauschspannung von der Richtung des Gleichstroms abhängig. In der einen ist sie bis zu 100 % größer als in der anderen. Von den hier untersuchten 140 Widerständen trat bei einem dieser Umpoleffekt auf, während 7 von 80 einer anderen Firma diese Erscheinung zeigten (Abb. 19). Der Effekt wurde in verschiedener Stärke festgestellt; verschiedentlich konnte nicht einwandfrei unterschieden werden, ob die kleinen Unterschiede von Störungen oder von diesem Umpoleffekt herrührten.

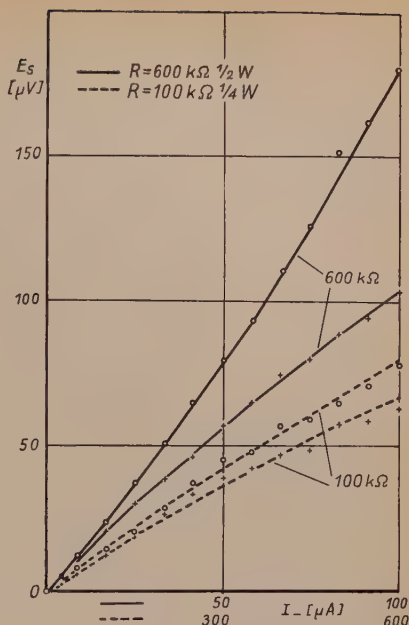
Tab. 1a. Mittelwerte des spez. Stromrauschens bei Berücksichtigung der Wendellänge

$\begin{matrix} \text{N [W]} \\ \text{R [k}\Omega\text{]} \end{matrix}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1
100	0,9	0,6	1,2
200	0,7	0,7	—
500	0,8	0,7	1,4
1000	1,2	0,7	2

Tab. 2. Rauschspannung eines Widerstandes e und einer Gruppe E nach Abb. 4 ... 10

	$m = 1$		2		3	
	E	e	E	e	E	e [μ V]
$n = 1$	58	58	79	56	94	54
2	23	65	30	60	39	64
3	13	68	17	63	21	63

Abb. 19. Veränderung der Rauschspannung beim Umpolen



3.3 Frequenzspektrum des Rauschens

Zur Messung des Frequenzspektrums werden Siebe verschiedener Bandbreite verwendet. Bei den großen Bandbreiten des Oktavsiebs steht der Zeiger des Instruments ziemlich ruhig, während er bei Breiten von 100 Hz bereits stark und noch mehr bei 10 Hz pendelt. Daraus kann geschlossen werden, daß die Rauschintensitäten der verschiedenen Frequenzen nicht konstant sind, sondern statistischen Schwankungen unterliegen; erst die Summierung über ein Frequenzband liefert einen zeitlich konstanten Mittelwert.

Die Berechnung des Rauschens aus drei Gleichungen nach Abschnitt 3 ist hier zu ungenau. Gleichung (19) wird nun auf zweierlei Weise vereinfacht:

- a) Entweder zeigen beide Widerstände ein gleichstarkes Stromrauschen, daß man $E_{S1} = E_{S2} = E_S$ setzen kann

$$(U^2 - U_W^2) \cdot k_1^2 = 2 \cdot E_{S1}^2 \quad (25)$$

- b) oder ein Widerstand rauscht wesentlich stärker als der andere, so daß $E_{S1} \gg E_{S2}$ ist.

$$(U^2 - U_W^2) \cdot k_1^2 = E_{S1}^2 \quad (26)$$

Mit dem Oktavsieb wird der Bereich von 37,5 ... 12 800 Hz erfaßt. Die Kurven haben für die verschiedenen Widerstände einen ähnlichen Verlauf.

Die Intensität des Wärmerauschens eines 1-M Ω -Widerstandes ist nach den Messungen $\frac{E_W}{\sqrt{\Delta f}} = 0,134 \cdot 10^{-9} \frac{V}{\sqrt{Hz}}$; nach (1) ist sie $0,128 \cdot 10^{-9} \frac{V}{\sqrt{Hz}}$.

Für die Intensität des Stromrauschens wird nach Abb. 20 gefunden

$$\frac{\Delta E_S}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{c \cdot I^x}{f^y} \quad (27)$$

Aus den Kurven kann man ein x von ~ 1 und ein y von $0,4 \dots 0,45$ ermitteln. Es hat den Anschein, als ob y vom Strom und damit zugleich x von der Frequenz abhängt; dann stellt z in (24) einen Mittelwert dar. Ausgedehnte Messungen konnten hierzu nicht durchgeführt werden.

Gleichung (24) stellt das Integral von (27) über die Frequenz dar, wenn man in (27) noch die Abhängigkeit vom Widerstand und der Länge ergänzt. Die Konstante E_{spez} von (24) wird hier gespalten in eine Konstante c und eine Funktion der Frequenz $\frac{1}{f^y}$. Für die Abhängigkeit vom Strom soll hier der Mittelwert I^z beibehalten werden. Man erhält

$$\Delta E_S = \frac{c \cdot I^z \cdot R^{1,5}}{l} \cdot \sqrt{\frac{\Delta f}{f^y}} \quad (28)$$

Zum Integrieren quadriert man zweckmäßig

$$E_S^2 = \frac{c^2 \cdot I^{2z} \cdot R^3}{l^2} \cdot \int \frac{1}{f^{2y}} \cdot df \quad (29)$$

Mit $2y = 0,9 \approx 1$ ist die Näherung zulässig

$$\int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f^{2y}} \cdot df = \int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f} \cdot df = \ln \frac{f_2}{f_1}$$

Man erhält also für das Stromrauschen

$$E_S = \frac{c \cdot I^z \cdot R^{1,5}}{l} \cdot \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}} \quad (30)$$

Hieraus kann man ersehen, daß Bänder mit gleichem Verhältnis f_2/f_1 , also gleiche Intervalle, unter sonst gleichen Bedingungen einen gleich großen Beitrag zur Rauschspannung liefern, während beim Wärmerauschen nach (1) jede Frequenz gleichwertig war.

Wenn man in (30) E_S in V, I in A und R in Ω einsetzt, erhält man für c die Werte $0,1 \dots 1 \cdot 10^{-9}$. Rechnet man dagegen mit E_S in μV , I in μA und R in $M\Omega$, also in der Nähe der praktischen Größen, so bleibt $c = 0,1 \dots 1$. Die Länge l erscheint dabei in dm. Wenn man mit $l = 1$ annähert, bleibt der Fehler innerhalb der Streuungen, die durch die Herstellung bedingt sind.

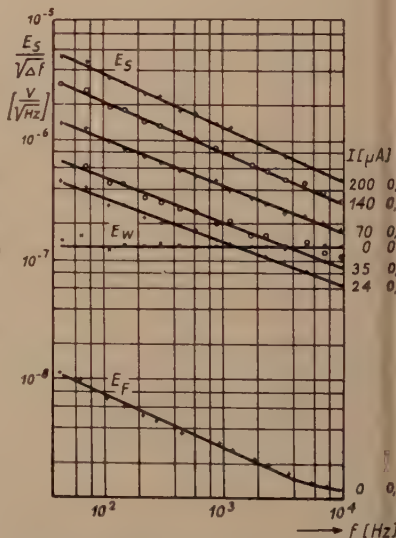


Abb. 20. Rauschspektrum des Strom- und Wärmerauschens eines 1MOhm-1W-Widerstandes (E_S , E_W) und des Funkeleffektes einer VF 14 (E_F)

Die Eingangsröhre VF 14 hat eine Rauschspannung von $0,3 \mu\text{V}$. Für das Frequenzspektrum ihres Funkeffekts läßt sich nach Abb. 20 eine ähnliche Formel finden wie für das Stromrauschen.

$$\frac{\Delta E_F}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{c_1}{f^y} \quad (31)$$

y wurde zu 0,45 bestimmt. Auch hier wird y durch 0,5 angenähert und man erhält durch Integration aus (31)

$$E_F = c_1 \cdot \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}} \quad (32)$$

4. Vergleich mit anderen Untersuchungen

Mit dem Stromrauschen haben sich verschiedene Autoren befaßt [1], [6], [12], [17]. Einige erwähnen nur eine Proportionalität zwischen dem Strom und der Rauschspannung [9], [16], [22], andere geben Werte für die Spannung und die verschiedenen Exponenten, die gut mit eigenen Zahlen vergleichbar sind [4, 5, 11, 18, 20, 23, 24]. Christensen und Pearson [5] ermitteln für einen $100\text{-k}\Omega$ -Widerstand $c = 0,033$; hier wurde $c = 0,1 \dots 1$ festgestellt. Ferner erhält man die Zahlen von Meyer und Thiede [20], wenn man in (23) $E_{\text{spez}} = 1$ setzt. Das Spektrum des Stromrauschens untersucht Kronenberger [18] von $0,3 \dots 10\,000 \text{ Hz}$, das des Funkeffekts von $0,1 \dots 10\,000 \text{ Hz}$; er erhält in beiden

Fällen $E \sim \frac{1}{f^{0,5}}$. Campbell und Chipman [4] haben für das Strom-

rauschen von $20 \dots 50 \text{ kHz}$ $E_S \sim \frac{1}{f^{0,5}}$ und für $50 \dots 500 \text{ kHz}$ $E_S \sim \frac{1}{f^{0,8}}$ gemessen.

G. G. Macfarlane [19] gibt eine physikalische Deutung verschiedener Rauscherscheinungen. Hettich [14] behandelt theoretisch den Zusammenhang zwischen dem Stromrauschen und den geometrischen Abmessungen des Widerstands und erhält auf ähnlichem Weg dieselbe Beziehung wie (11).

Lunze [29] bildet $\frac{E_S}{E_W} = \sqrt{p}$. In einer Modellbetrachtung geht er von einer Widerstandsänderung aus und kommt zu dem gleichen Schluß, der in Abschnitt 1

aus (11b) folgte: angegeben wird $p = K \cdot \left(\frac{R}{l}\right)^2 \cdot l^2$; ferner ist $E_S \sim \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}}$. Durch seine Messungen werden diese Beziehungen bestätigt. Für Widerstände von $400 \dots 10\,000 \Omega$ erwähnt er Mittelwerte für p . Daraus läßt sich $c = 0,2 \dots 1$ errechnen. Er untersucht den Einfluß der Herstellung. Das Rauschen steigt mit der Brenntemperatur, jedoch ist nach tiefen Temperaturen eine Grenze gesetzt, da dann der Temperaturkoeffizient des Widerstandswertes steigt. Auch kann durch die Lackschicht Feuchtigkeit dringen. Das Rauschen erhöht sich dann, und zwar bei hochohmiger Schicht und gerauhtem Träger mehr als bei niederohmiger Schicht und geschleuhtem Träger. Beim Schleifen der Wendel bleiben oft kleine Kohlebrücken zurück, die nur unter dem Mikroskop zu erkennen sind und das Rauschen beträchtlich erhöhen (Barkhausen [30]).

Das Rauschen von Metallschichten, die durch Katodenzerstäubung erhalten wurden, messen Bernamont [2] und Surdin [28]. Bei einem Widerstand stellen sie fest, daß für $16 \dots 8000 \text{ Hz}$ $E_S \sim \frac{1}{f^{0,5}}$ und für $72 \dots 162 \text{ kHz}$ $E_S \sim \frac{1}{f}$ ist,

bei einem anderen gilt im ganzen Bereich von $16 \dots 162\,000 \text{ Hz}$ $E_S \sim \frac{1}{f^{0,5}}$. Aus den gegebenen Werten läßt sich $c = 1 \dots 40$ berechnen. Ferner ist bei kleinem Strom $E_S \sim I$, bei größerem Strom $E_S \sim I^{0,5}$. Hierzu erschien eine Theorie von Brillouin [3], der $E_S \sim \sqrt[3]{V}$ verlangt, wobei V das Volumen des Widerstands ist. Bernamont findet in einem Fall, daß γ , der Exponent von f , mit dem Strom zunimmt, und zwar von $\gamma = 0,444$ bei $I = 150 \text{ mA}$ auf $\gamma = 0,492$ bei $I = 490 \text{ mA}$.

Der Funkeleffekt wurde von Johnson [15] entdeckt und u. a. von Schottky [27] und Macfarlane [19] theoretisch behandelt. Für das Rauschspektrum gilt die Beziehung $E_F = \frac{c_1}{f^\gamma}$. Nach Graffunder [10], Kronenberger [18] ist $\gamma = 0,5$; nach Harris [11] ist $\gamma = 0,5 \dots 1$; nach Rothe, Dahlke, Schubert [25] ist $\gamma = 0,6 \dots 0,7$.

Die eigenen Messungen ergaben $\gamma = 0,45$.

4.1 Vergleich mit der DIN-Vorschrift

Im DIN-Blatt 41 400 vom November 1952 ist für die verschiedenen Widerstandsklassen das zulässige Eigen-

geräusch festgelegt, das als $\frac{E_S}{U_-} \left[\frac{\mu V}{V} \right]$

definiert wird. Mit (23) erhält man hier-

aus $\frac{E_S}{U_-} = \frac{E_S}{I \cdot R} = R^{0,5} \cdot E_{\text{spez}}$, also eine

Funktion des Widerstandswertes. Wie man aus Abb. 21 ersehen kann, werden damit jedoch die Toleranzen für jeden Widerstand verschieden groß.

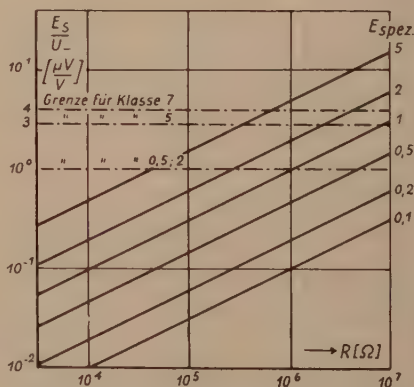


Abb. 21. Eigengeräusch nach DIN 41 400 als Funktion des Widerstandswertes

5. Zusammenfassung

Für das Wärmerauschen eines Widerstands gilt die bekannte Formel von Nyquist

$$E_W^2 = 4 k T R \Delta f$$

E_W ist die untere Grenze für das Rauschen, das in einem Widerstand auftreten kann. Bei tiefen Frequenzen (hier wurde bis 13 kHz gemessen, andere Untersuchungen wurden zwischen $0,3 \text{ Hz}$ und 500 kHz durchgeführt) kommt ein stromabhängiges Rauschen hinzu, das wesentlich höhere Werte annehmen kann und für das die Gleichung

$$\frac{\Delta E_S}{\sqrt{\Delta f}} = c \cdot I z \cdot R^{1,5} \cdot \frac{1}{l} \cdot \frac{1}{f^\gamma}$$

gilt.

Da nach den hier beschriebenen Messungen $y \approx 0,5$ ist, wird durch Integration

$$E_S = c \cdot I^z \cdot R^{1,5} \cdot \frac{1}{l} \cdot \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}}$$

Hierbei bedeuten: E_S in μV die Stromrauschspannung des Widerstands, $c = 0,1 \dots 1$ ein konstanter Faktor, I in μA der durch R fließende Gleichstrom, $z = 1$ wurde bei 73 %, $z = 0,74 \dots 1$ bei 25 % und $z = 1,4$ bei 2 % der Widerstände gemessen, R in $M\Omega$ der Widerstand, l in dm die Länge der Wendel. (Hier geht die Belastbarkeit ein. Wegen der ungleichmäßigen Herstellung schwankt sie auch innerhalb jeder Type.), f in Hz die Frequenz, $y \approx 0,5$.

Da die Eigenschaften jedes Widerstandes verschieden sind, genügt oft eine einfachere Formel; im Bereich von 30 bis etwa 20 000 Hz werden c und die Wurzel zusammengezogen und $z = 1$ gesetzt; dann gilt mit $l = 1$

$$E_S = I \cdot R^{1,5} \cdot E_{\text{spez}}$$

E_{spez} ist das Rauschen der Widerstandseinheit beim Strom 1; es schwankt bei den untersuchten Widerständen zwischen 0,2 und 2; bei fehlerhaften Widerständen kann es 10 ... 200 erreichen.

Nach theoretischen Überlegungen, die durch Messungen bestätigt wurden, gilt für das Stromrauschen eines Widerstandes von der Länge l und dem Querschnitt q , durch den Gleichstrom I fließt,

$$E_S = \sqrt{\frac{l}{q^3}} \cdot I \cdot E_{\text{spez}}$$

Werden l und q gleichzeitig um das v -fache vergrößert, das heißt also das Volumen um v^2 , so bleibt der Widerstandswert erhalten, das Rauschen geht aber um das $\frac{1}{v}$ -fache zurück.

Bei einigen Widerständen tritt ein Umpoleffekt auf: E_S ist von der Richtung des Gleichstroms abhängig.

Die Rauschintensität der einzelnen Frequenzen unterliegt impulsartigen Schwankungen.

Das Wärme- und das Stromrauschen von Schichtwiderständen sind voneinander unabhängige Vorgänge, die statistischen Gesetzen folgen. Die einzelnen Rauschspannungen addieren sich geometrisch: $E^2 = E_W^2 + E_S^2$.

Für den Funkeffekt gilt $\frac{\Delta E_F}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{c_1}{f^y}$

Mit $y = 0,5$ wird daraus $E_F = c_1 \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}}$

Es ist denkbar, daß das Stromrauschen an den Übergangsstellen zwischen den einzelnen Kohlekörnern entsteht und damit also ein Kontaktrauschen ist.

Herrn Prof. Dr. Leithäuser danke ich dafür, daß diese Messungen im Institut für Schwingungsforschung, Berlin-Charlottenburg, durchgeführt werden konnten.

- [1] G. W. Barnes: Concerning the fluctuations of current in a high resistance. J. Frank. Inst. Bd. 219 (1937) S. 100.
- [2] J. Bernamont: Fluctuations de résistance dans un conducteur métallique de faible volume. C. R. 198 (1934) S. 1755.
Etude expérimental des fluctuations de résistance dans un conducteur métallique de faible volume. C. R. 198 (1934) S. 2144.
Fluctuations de potentiel aux bornes d'un conducteur métallique de faible volume parcouru par un courant. Ann. de Phys. 7 (1937) S. 71.
Fluctuations in the resistance of thin films. Proc. Phys. Soc. Bd. 49 (1937) Extra Part S. 138.
- [3] L. Brillouin: Fluctuations de courant dans un conducteur. Helvetica Phys. Acta, 7 Suppl. 2 (1934) S. 47.
- [4] R. H. Campbell und R. A. Chipman: Noise from Current-Carrying Resistors 20 to 500 kc. Proc. I.R.E. Bd. 37 (1949) S. 938.
- [5] C. J. Christensen und G. L. Pearson: Spontaneous Resistance Fluctuations in Carbon Microphones and Other Granular Resistances. The Bell Syst. Techn. J. Bd. 15 (1936) S. 197.
- [6] B. Davydow und B. Gurewich: Voltage fluctuations in semi-conductors. J. Phys. (URSS) Bd. 7 (1943) S. 138.
- [7] DIN 41 400.
- [8] Dr. F.: Das Verstärkerrauschen im Bereich der Tonfrequenzen. FUNK UND TON Bd. 2 (1948) H. 8, S. 426.
- [9] H. A. Frederick: Development of the Microphone. Bell Telephone Quarterly Bd. 10 (1931) S. 164.
- [10] W. Graffunder: Das Röhrenrauschen bei Niederfrequenz. Telefunken-Röhre Bd. 5 (1939) H. 15, S. 41.
- [11] E. J. Harris: Circuit and Current Noise. Electronic Eng. 20 (1948) S. 145.
- [12] E. J. Harris, W. Abson, W. L. Roberts: T.R.E. Report (1946).
- [13] C. A. Hartmann und H. Doßmann: Über einen neuen Kohlewiderstand. Zs. f. techn. Phys. Bd. 9 (1928) S. 434.
- [14] Hettich: Geometrische Dimensionen und Widerstandsrauschen. Frequenz Bd. 4 (1950) S. 14.
- [15] J. B. Johnson: The Schottky effect in low frequency circuits. Phys. Rev. Bd. 26 (1925) S. 71.
- [16] J. B. Johnson und F. B. Llewellyn: Limits to Amplification. Bell Syst. Techn. J. Bd. 14 (1935) S. 85.
- [17] T. S. Kawamoto: Engineering Report, Western El. Comp. (1919).
- [18] K. Kronenberger: Experimentelle Untersuchung von Schwankungserscheinungen, die die Verstärkung von Gleichspannungs- und Tieffrequenzverstärkern begrenzen. Zs. f. angew. Phys. Bd. 3 (1951) S. 1.
- [19] G. G. Macfarlane: A theory of flicker noise in valves and impurity semi-conductors. Proc. Phys. Soc. Bd. 59 (1947) S. 366.
- [20] E. Meyer und H. Thiede: Widerstandsschwankungen dünner Kohleschichten. ENT Bd. 12 (1935), S. 237.
- [21] H. Nyquist: Thermal agitation of electric charge in conductors. Phys. Rev. Bd. 32 (1928) S. 110.
- [22] F. Oakes: Noise in Fixed Resistors. Electronic Eng. Bd. 22 (1950) S. 57.
- [23] R. Otto: Das Rauschen von Kohlemikrophonen. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik Bd. 45 (1935) S. 187.
- [24] E. Paolini und G. Canegallo: La rumorosità dei resistori. Alta Frequenza Bd. 18 (1949) S. 254.
- [25] H. Rothe, W. Dahlke, J. Schubert: Messung der Konstanten des Funkeffekts. Telefunken-Ztg. 26 (1953) S. 77.
- [26] H. Rothe und W. Kleen: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker (1948) S. 263.
- [27] W. Schottky: Small-shot effekt und flicker effekt. Phys. Rev. Bd. 28 (1926) S. 74.
- [28] M. Surdin: Contribution à l'étude de fluctuations de potentiel aux bornes d'un conducteur de faible volume parcouru par un courant. Revue générale de l'électricité XLVII (1940) S. 97.
Note sur les fluctuations de résistance et l'effet des scintillations. Physica Bd. 17 (1951) Nr. 5, S. 548.
- [29] K. Lunze: Belastungsrauschen von Kohlewiderständen. Dissertation TH Dresden 1952.
- [30] H. Barkhausen: Elektronenröhren Bd. 2 (1954) S. 191.
- [31] D. A. Bell: Current Noise in Semi-Conductors: A Re-examination of Bernamont's Data. The Phil. Mag Bd. 43 (1952) Nr. 345, S. 1107.

- [32] D. A. Bell und K. Y. Chong: Current Noise in Composition Resistors. Wireless Engineer Bd. 31 (1954) Nr. 6, S. 142.
- [33] K. W. Böer: Einige Bemerkungen zur Gisolfschen Theorie der Elektronenschwankungserscheinungen in Halbleitern. Ann. der Physik 6. Folge, Bd. 14 (1954) H. 1—2, S. 87.
- [34] K. W. Böer und K. Junge: Zur Frequenzabhängigkeit von Elektronenschwankungserscheinungen in Halbleitern. Zs. f. Naturforschung Bd. 8a (1953) S. 753.
- [35] W. M. Buttler: Über das Randschichtrauschen in Halbleitern. Ann. der Physik 6. Folge, Bd. 11 (1953) S. 363.
- [36] W. L. Ginsburg: Einige Probleme aus der Theorie der elektrischen Schwankungserscheinungen. Uspechi Fiz. Nauk Bd. 46 (1952) S. 348. Fortschritte der Physik Bd. 1 (1953) H. 2. S. 51.
- [37] J. H. Gisolff: On the Spontaneous Current Fluctuation in Semiconductors. Physica Bd. 15 (1949) Nr. 8—9, S. 825.
- [38] Y. Inuishi: On a Generalized Treatment of Contact Noise. Technology Reports of the Osaka University Bd. 3 (1953) Nr. 59, S. 41.
- [39] F. K. du Pré: A Suggestion Regarding the Spectral Density of Flicker Noise. Phys. Review Bd. 78 (1950) S. 615.
- [40] S. O. Rice: Mathematical Analysis of Random Noise. The Bell Syst. Techn. J. Bd. 23 (1944) S. 282, Bd. 24 (1945) S. 46.
- [41] J. M. Richardson: The Linear Theory of Fluctuations Arising from Diffusional Mechanismus — An Attempt at a Theory of Contact Noise. The Bell Syst. Techn. J. Bd. 29 (1950) S. 117.
- [42] B. V. Rollin und I. M. Templeton: Noise in Semiconductors at Very Low Frequencies. Proc. Phys. Soc. B, Bd. 66 (1953) S. 259.
- [43] E. und J. Schaffhauser: Zur Theorie des Funkeleffekts. Helvetica Physica Acta Bd. 26 (1953) S. 570.
- [44] I. M. Templeton und D. K. C. MacDonald: The Electrical Conductivity and Current Noise of Carbon Resistors. Proc. Phys. Soc. B, Bd. 66 (1953) S. 680.
- [45] A. van der Ziel: On the Noise Spectra of Semi-Conductor Noise and of Flicker Effect. Physica Bd. 16 (1950) Nr. 4, S. 359.

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Über die Bedeutung der Zahlen und Buchstaben siehe FUNK UND TON, Bd. 8 (1954), H. 7, S. 386.

Patent-Anmeldungen

- 21a², 36/14. M 14 586
28. 6. 52 3. 6. 54
Mix & Genest AG; „Schaltungsanordng. f. Amplitudenpresser u. -dehner“ (T. 8; Z. 1)
- 21a⁴, 15. N 7221
22. 5. 53 3. 6. 54
(Niederl.: 27. 5. 52)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Vorrichtg. z. Frequenzmodulat. eines gegenüber einer höheren Harmonischen einer Steuerspannung stabilisiert. HF-Oszillators“ (T. 14; Z. 1)
- 21a⁴, 24/01. T 6221
20. 5. 52 3. 6. 54
Telefunken GmbH; „Empfangsanordng. f. sehr kurze elektr. Wellen, beispielsweise Dezi-meterwellen“ (T. 7; Z. 1)
- 21a⁴, 32. T 6495
24. 7. 52 3. 6. 54
Telefunken GmbH; „Schaltungsanordng. z. Unterdrückg. d. Ausstrahlg. d. Oberschwingg. eines Oszillators eines Rundfunkempfängers m. UKW-Bereich“ (T. 10; Z. 1)
- 21a⁴, 72/02. T 6819
11. 10. 52 3. 6. 54
Telefunken GmbH; „Druck-tastenschalter, insb. z. Wellenbereichumschaltg. in Rundfunk-Empfängern“ (T. 6; Z. 1)
- 21e, 36/03. I 7152
24. 10. 38 3. 6. 54
(Japan: 23. 10. 37)
International Standard Electric Corp.; „Direkt anzeigend. elektr. Frequenzmesser“ (T. 5; Z. 1)
- 51f, 2/01. A 15 556
17. 4. 52 3. 6. 54
Apparatewerk Bayern GmbH; „Frequenzteilerschaltg. für elektr. Musikinstrumente“ (T. 11; Z. 2)
- 21a¹, 36. T 6792
4. 10. 52 10. 6. 54
Telefunken GmbH; „Schaltg. z. Integrat. einer differenziert. Impulsspanng.“ (T. 11; Z. 1)
- 21a², 18/02. T 6251
24. 5. 52 10. 6. 54
Telefunken GmbH; „Schaltg. z. Verstärk. v. Spannungs- od. Stromänderg. sehr niedr. Frequenz“ (T. 7; Z. 1)
- 21a², 18/07. B 18 561
7. 1. 52 10. 6. 54
B. Boucke geb. Nowotny, Tübingen; „Anordng. z. Amplitudenregelg. b. hochohm. Mikrofonen“ (T. 3; Z. 1)

- 21a², 36/22. S 29 481
26. 7. 52 10. 6. 54
Siemens & Halske AG; „System z. Übertrag. eines breiten Frequenzbandes“ (T. 5; Z. —)
- 21a⁴, 14/01. N 8110
28. 11. 53 10. 6. 54
(Niederl.: 1. 12. 52)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Modulatorschaltg. m. Transistor“
- 21a⁴, 14/01. Sch 10 665
4. 10. 52 10. 6. 54
A. Schomandl KG; „Modulatoranordng.“ (T. 7; Z. 2)
- 21a⁴, 16/02. P 8382
19. 9. 52 10. 6. 54
(Schweiz: 4. 10. 51)
„Patelhold“ Patentverwertungs- & Elektro-Holding AG; „Einrichtg. z. Senden v. Telegraphiesignalen m. Frequenzumtastg.“ (T. 9; Z. 1)
- 21a⁴, 24/01. T 7570
14. 3. 53 10. 6. 54
Telefunken GmbH; „Selbstschwingende Mischstufe m. addit. Mischg.“ (T. 6; Z. 1)
- 21a⁴, 29/01. T 8029
26. 6. 53 10. 6. 54
Telefunken GmbH; „Kettenverstärker“ (T. 13; Z. 1)
- 21a⁴, 46/06. S 30 642
13. 10. 52 10. 6. 54
Siemens & Halske AG; „Elektr. Weichenanordng. z. Trenng. elektromagnet. Energie kurzer u. sehr kurzer Wellen n. Frequenzbereichen“ (T. 10; Z. 2)
- 21a⁴, 65. E 7924
9. 2. 38 10. 6. 54
(Großbrit.: 9. 2., 30. 6. 37 u. 3. 1. 38)
„Anordng. z. künstl. Erdg.“
- 21g, 4/05. N 7107
29. 4. 53 10. 6. 54
(Niederl.: 1. 5. 52)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schaltungsanordng. z. Sperren od. Entsperren einer Verstärkerröhre“ (T. 6; Z. 1)
- 21g, 11/02. S 32 719
21. 3. 53 10. 6. 54
Siemens & Halske AG; „Herstellg. v. Halbleiterschichten vorzugsw. aus Germanium od. Silizium“ (T. 4; Z. —)
- 21g, 13/13. N 2506
15. 10. 40 10. 6. 54
(Niederl.: 5. 8. 39)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Mischröhre m. einer Kathode, einer Anode u. wenigst. fünf dazwischenliegend. Elektroden“ (T. 8; Z. 1)
- 21g, 13/17. S 25 215
13. 7. 44 10. 6. 54
Siemens & Halske AG; „Laufzeitröhre z. Mischg. verschiedenfrequ. Schwingg. v. sehr hoher Frequenz“ (T. 5; Z. 1)
- 21g, 24/01. S 24 574
24. 8. 51 10. 6. 54
Siemens-Reiniger-Werke AG; „Iontophorese-Gerät“ (T. 6; Z. 2)
- 21a², 14/01. Sch 8354
24. 12. 51 16. 6. 54
K. Schröder, Göttingen; „In ein Gehäuse eingebaut. Lautsprecher“ (T. 2; Z. —)
- 21a², 16/01. S 29 348. S 26 973
17. 7. 52 16. 6. 54
Siemens & Halske AG; „Elektroakust. Übertragungsanlage m. Mikrofon u. Lautsprecher im gleichen Raum“; (T. 11; Z. 3)
- 21g, 11/02. W 12 161
21. 9. 53 16. 6. 54
(USA: 14. 11. 52)
Western Electric Comp. Inc.; „Verf. z. Herstellg. v. Halbleiterkörpern“ (T. 11; Z. 1)
- 21g, 13/40. B 9922
19. 6. 44 16. 6. 54
R. Bosch GmbH; „Anordng. m. stat. Elektronenvervielfacher“ (T. 5; Z. 1)
- 21g, 31/03. S 29 058
25. 6. 52 16. 6. 54
Siemens & Halske AG; „Verf. z. Erzielg. eines bestimmt. Temperaturkoeffizienten b. Schalenkernspulen m. Luftspalt im Mittelbutzen“ (T. 5; Z. —)
- 21g, 35. M 12 694
24. 1. 52 16. 6. 54
Metzeler Gummiwerke AG; „Elektr. Nicht-Leiter z. Erzeugg. stat. Elektrizität“ (T. 6; Z. —)
- 42g, 10/01. R 10 143
27. 10. 52 16. 6. 54
Rundfunk-Technisches Institut GmbH; „Löschorgan m. hochfrequent. Erregg. f. Magnetogramme“ (T. 2; Z. 1)
- 21a⁴, 8/02. R 10 303
17. 11. 52 24. 6. 54
(USA: 19. 11. 51)
Radio Corp. of America, New York; „Einrichtg. z. Frequenzsteuerg. f. einen Mikrowellengenerator“ (T. 12; Z. 1)
- 21a⁴, 14/01. M 9977
21. 6. 51 24. 6. 54
(Großbritannien: 27. 6. 50 u. 20. 4. 51)
Marconi's Wireless Telegraph Comp. Ltd., London; „Anordng. z. Linearisierg. der Frequenzmodulation in einem Höchstfrequenzoszillator“ (T. 9; Z. 2)
- 21a⁴, 29/01. R 8206
31. 1. 52 24. 6. 54
Rundfunk-Technisches Institut GmbH; „Verf. z. Demodulation eines Trägers, dem außer einer Frequenzmodulation eine Amplitudenmodulation aufgeprägt ist“ (T. 6; Z. 1)
- 21a⁴, 29/03. S 29 754
12. 8. 52 24. 6. 54
Siemens & Halske AG; „Schwundregelg. bei Einseitenbandempfängern“ (T. 3; Z. —)
- 21a⁴, 35/14. M 19 258
9. 7. 53 24. 6. 54
Mix & Genest AG; „Anordng. z. Stabilisierg. kleiner Gleichspannungen“ (T. 4; Z. 1)
- 21a⁴, 69. T 7034
25. 11. 52 24. 6. 54
Telefunken-Ges. f. drahtlose Telegraphie mbH; „Einrichtg. z. Ausgleich des verstimmenden Einflusses d. Kapazitätsänderg. einer Röhre“ (T. 4; Z. 1)
- 21a⁴, 70. K 14 378
31. 5. 52 24. 6. 54
Körting Radio Werke Oswald Ritter GmbH; „Antriebsanordng. f. den Abstimmmechanismus in Nachrichtengeräten“ (T. 5; Z. 1)

- 21a⁴, 75. T 7953
10. 6. 53 24. 6. 54
Telefunken-Ges. f. drahtlose
Telegraphie mbH; „Abge-
schirmte Mischstufe m. Oszil-
lator f. UKW-Empfänger“
(T. 6; Z. 1)
- 21a³, 18/07. S 26 853
18. 1. 52 1. 7. 54
Saba Schwarzwälder Apparate-
Bau-Anstalt August Schuer
Söhne GmbH; „Verf. u. An-
ordng. z. Beeinflussen d.
Klangbildes elektroakust.
Übertragungsgeräte“ (T. 6;
Z. 2)
- 21a⁴, 9/01. W 7197
15. 11. 51 1. 7. 54
(USA: 27. 1. 51)
Western Electric. Comp. Inc.,
New York; „Wanderfeldröh-
renanordng.“ (T. 28; Z. 4)
- 21a⁴, 24/01. S 24 979
30. 9. 50 1. 7. 54
(Frankreich: 21. 1. 46)
Société Française des Télécom-
munications, Neuilly-sur-
Seine; „Überlagerungsempfän-
ger“ (T. 16; Z. 4)
- 21a⁴, 49. M 10 457
30. 7. 51 1. 7. 54
(USA: 31. 7. 50)
Multiplex Development Corp.,
New York; „Mit Frequenz-
modulation arbeitendes Verf.
z. Multiplex-Übertrag.“
(T. 33; Z. 7)
- 21a⁴, 68. N 5312
1. 4. 52 1. 7. 54
(Niederlande: 5. 4. 51)
NV Philips' Gloeilampenfabrie-
ken, Eindhoven; „Spule m.
durch einen Dauermagneten
vormagnetisiert. Kern“ (T. 5;
Z. 1)
- 21a⁴, 70. N 5483
6. 5. 52 1. 7. 54
(Niederlande: 9. 5. 51)
NV Philips' Gloeilampenfabrie-
ken, Eindhoven; „Wellenein-
stellmechanismus d. Sperr-
klinkenart m. unter Zuhilfe-
nahme eines Wählteiles selek-
tiv zu betätigenden Sperr-
klinken“ (T. 21; Z. 4)
- 21c, 35/07. B 26 483
13. 7. 43 1. 7. 54
Bauer & Schaurte; „Funkenlösch-
kondensator m. Vorwider-
stand u. z. d. Widerstand
parallel liegend. Gleichrichter“
(T. 3; Z. 1)
- 21g, 11/02. R 3058
6. 7. 50 1. 7. 54
Dr. R. Rost, Hannover; „Elek-
trodenanordng. f. Halbleiter-
Kristalle“ (T. 4; Z. —)
- ### Patent-Erteilungen
- 21a³, 18/05. 914 261. W 3468
5. 12. 37
(USA: 5. 12. 36)
Western Electric Comp. Inc.;
„Schaltg. f. d. Schaffg. einer
Impedanz vorbestimmt. Größe“
- 21a³, 18/08. 914 390. S 7442
25. 12. 38
Siemens & Halske AG; „Magnet-
verstärker“
- 21a⁴, 9/01. 914 394. B 8681
16. 6. 44
Blaupunkt Elektronik GmbH;
„Schwingungserzeuger f. sehr
kurze elektromagnet. Wellen“
- 21a⁴, 15. 914 395. H 14 941
6. 1. 53
Hagenuk GmbH; „Verf. u.
Schaltungsanordng. z. elek-
tron. steuerb. Frequenzmo-
dulat. einer Wechselspanng.“
- 21a⁴, 15. 914 396. H 15 636
10. 3. 53
Hagenuk GmbH; „Schaltungs-
anordng. z. Frequenzwobbelg.“
- 21a⁴, 24/01. 914 397. N 505
14. 2. 50
(Niederl.: 16. 2. 49)
NV Philips' Gloeilampenfabrie-
ken; „Überlagerungsempfangs-
schaltg. f. Ultrakurzwellen“
- 21a⁴, 29/01. 914 398. T 6311
11. 6. 52
Telefunken GmbH; „Schaltg. z.
Frequenzdemodulation u./od.
z. Erzeugg. einer v. Frequenz-
änderungen abhäng. Regel-
größe“
- 21a⁴, 29/03. 914 399. T 5621
20. 1. 52
Telefunken GmbH; „Einrichtg.
z. selbsttät. Schwundregelg.“
- 21a⁴, 29/04. 914 400. N 3934
19. 5. 51
(Österr.: 1. 12. 48)
Ing. K. Nowak, Wien; „Ein-
richtg. z. Erhöhg. d. Trenn-
schärfe b. d. Verstärkg. elektr.
Schwingg.“
- 21e, 29/10. 914 411. D 12 488
15. 6. 52
Deutsche Werke Kiel AG; „Verf.
z. Messg. v. Inhomogenitäten
b. Stoßstellen an Breitband-
kabeln od. dgl.“
- 21g, 34. 914 287. T 5275
15. 11. 44
Telefunken GmbH; „Elektr. Fil-
ter, welches einen glocken-
förm. Ausgangsimpuls liefert“
- 21a⁴, 74. 914 638. T 5936
20. 3. 52
Telefunken GmbH; „Kopplungs-
element f. d. Übertragg. einer
elektr. Schwingg. sehr hoher
Frequenz“
- 21a³, 18/05. 914 863. N 3209
12. 3. 41
Siemens & Halske AG; „Ver-
stärker m. mehrf. Rückkopplg.“
- 21a³, 18/08. 914 864. S 6877
22. 8. 40
Siemens & Halske AG; „Durch
Vormagnetisierg. regelb.
Drosselanordng.“
- 21a⁴, 24/01. 914 865. N 2474
1. 10. 51
(Niederl.: 21. 4. 43)
NV Philips' Gloeilampenfabrie-
ken; „Überlagerungsempfangs-
schaltg.“
- 21a⁴, 29/01. 914 866. L 3972
1. 8. 40
C. Lorenz AG; „Transponie-
rungsempfänger m. Frequenz-
gegenkopplg.“
- 21a⁴, 74. 915 096. B 8722
22. 8. 40
Blaupunkt-Elektronik GmbH;
„Hohlrohr-Eichleitg. m. ein-
stellb. Dämpfg.“
- 21g, 18/01. 914 880. N 6505
18. 12. 52
(Niederl.: 21. 12. 51)
NV Philips' Gloeilampenfabrie-
ken; „Schaltungsanordng. z.
Speisen eines d. Energie im-
puls w. aufnehmend. Verbrau-
chers“
- 21g, 31/03. 915 007. S 2756
13. 4. 50
Siemens & Halske AG; „Verf.
z. Herstellg. v. Gewinden an
magnetisierb. Masseisen- od.
Ferrikernen“

- 21a², 18/08. 915 233. p 38 247 D
30. 3. 49
Siemens & Halske AG; „Spit-
zentransistoranordng. m. an
d. Aufsetzstelle f. d. Elek-
trodenspitzen keilförm. Ober-
fläche d. Halbleiterkristalls“
- 21a¹, 7/08. 915 821. S 31 542
18. 12. 52
Siemens & Halske AG; „Verf.
u. Einrichtg. z. selekt. Emp-
fang v. n. d. Frequenzstufen-
verf. einand. überlagert. Sig-
nalen, insb. f. d. Telegrafie
üb. KW-Verbindungen“
- 21a¹, 10/03. 915 822. S 31 589
21. 12. 52
Siemens & Halske AG; „Multi-
plex-Pulsmodulations-Verf. f.
Telegrafie“
- 21a², 18/02. 915 827. S 26 708
6. 1. 52
Siemens & Halske AG; „Vor-
richtg. z. Verstärkg. v. Gleich-
spanng.“
- 21a², 18/08. 915 828. W 8825
17. 6. 52
(USA: 2. 8. 51)
Western Electric Comp. Inc.;
„Zweirichtungsverstärker“
- 21a⁴, 14/01. 915 829. S 31 758
10. 1. 53
Siemens & Halske AG; „Verf.
z. Umschaltg. v. Positiv- auf
Negativ-Amplitudenmodulat.
u. umgekehrt“
- 21a⁴, 15. 915 830. L 12 583
14. 6. 52
C. Lorenz AG; „Schaltg. z. Git-
tergleichstrom-Modulat.“
- 21a⁴, 24/01. 915 831. B 8504
4. 8. 38
Blaupunkt-Werke GmbH; „Sen-
de- od. Empfangsgerät m.
einem fest abgestimmt. ZF-
Verstärker“
- 21a⁴, 24/01. 915 832. T 6550
8. 8. 52
Telefunken GmbH; „Überlage-
rungsempfäng. m. Wellenbe-
reichsumschaltg. u. m. zwei-
facher Überlagern. in zwei
aufeinanderfolgend. Misch-
stufen“
- 21a⁴, 68. 915 833. Sch 719
18. 12. 49
G. Schaub Apparatebauges.mbH;
„Vorrichtg. z. Abstimmen v.
Schwingungskreisen b. ultra-
hohen Frequenzen“
- 21a⁴, 75. 915 834. S 31 984
31. 1. 53
Siemens & Halske AG; „Verf.
z. Abschirmg. v. sehr kurzen
Wellen“
- 21g, 13/16. 915 596. S 14 847
31. 8. 44
Siemens & Halske AG; „Nach-
stimm. Magnetfeldröhre z.
Erzeugg. v. Zentimeterwellen“
- 21g, 13/17. 915 597. S 14 786
29. 11. 42
Dr. K. Hauser, Heidelberg-
Neuenheim; „Hochvakuum-
röhre z. Erzeugg., Verstärkg.
od. z. Empfang sehr kurzer
elektr. Wellen n. d. Brems-
feldmethode“
- 21a⁴, 13. 916 072. L 11 561
14. 2. 52
Licentia Patent-Verwaltungs-
GmbH; „Kristalloszillator m.
Transistor“
- 21a⁴, 70. 915 952. T 6237
24. 5. 52
Telefunken-Ges. f. drahtlose Te-
legraphie mbH; „Einrichtg. z.
hochfrequenten Bandbreite u.
Klangregolg.“
- 21g, 13/16. 916 088. B 8674
27. 1. 45
Blaupunkt-Elektronik GmbH;
„Magnetfeldröhre, bei der z.
Frequenzvariation Anoden-
segmentgruppen gegeneinander
verschoben werden“
- 21g, 13/16. 916 089. S 17 597
19. 12. 43
Siemens-Schuckertwerke AG;
„Magnetronröhre, b. d. d.
Steuerg. d. Entladungsvor-
ganges durch hochfrequente
Magnetfelder bewirkt wird“
- 21g, 13/17. 916 198. S 27 051
5. 2. 52
Siemens & Halske AG; „Wan-
derfeldröhre m. einer v. einer
Elektronenströmg. durchsetz-
ten, in Strömungsrichtg. hin-
ter einer Beschleunigungs-
elektrode befindl. wendelför-
mig. Verzögerungsleitg.“
- 21a¹, 9/02. 916 536. A 10 070
13. 8. 39
Allgemeine Elektrizitäts-Gesell-
schaft; „Stimmgabelgesteuerter
Niederfrequenz-Röhrengenera-
tor“
- 21a¹, 9/02. 916 537. H 13 154
9. 7. 52
Dr. R. Hell, Kiel; „Stimm-
gabelgenerator“
- 21a², 27/01. 916 421. S 28 210
20. 4. 52
(Österreich: 12. 3. 49)
Siemens & Halske GmbH, Wien;
„Kreuzschienen-Verteiler f.
Anlagen d. Niederfrequenz-
technik“
- 21a⁴, 9/01. 916 538. C 3682
18. 1. 51
(Frankreich: 20. 1. 50)
Comp. Générale de Télégraphie
sans Fil, Paris; „Wanderfeld-
röhre, bei d. sich d. Emis-
sionskathode in einem Neben-
entladungsraum befindet“
- 21a⁴, 68. 916 423. S 2992
15. 9. 42
Siemens & Halske AG; „An-
ordng. z. Veränderg. d. In-
duktivitätswertes einer elektr.
Spule durch Überlagern. eines
regelb. Magnetfeldes“
- 21a⁴, 75. 916 539. L 13 998
28. 11. 52
C. Lorenz AG; „Vorrichtg. z.
Sicherg. von Schraubbefestigg.
in hochfrequenten magnet.
Feldern“
- 21g, 13/17. 916 442. A 11 798
9. 8. 40
Allgemeine Electricitäts-Gesell-
schaft; „Geschwindigkeits-
modulierte Laufzeitröhre m.
Hohlraumresonatoren und
magnet. Strahlkonzentrierg.“
- 42s, —. 916 362. S 32 029
18. 8. 40
Siemens & Halske AG; „Haft-
feste Metallbelegg. f. Schwing-
kristalle“
- 74a, 21/12. 916 629. R 2186
15. 6. 50
J. Rode, Hamburg; „Isolator f.
einen Strahler in einer durch
Hochfrequenzwellen ausge-
lösten Signal- od. Schalt-
anlage“

Bericht über Vorträge auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik auf der 5. Jahrestagung der Elektrotechniker vom 13. bis 15. Mai 1954 in Weimar

Die diesjährige Fachtagung der Elektrotechniker in Weimar, die bereits zu einem traditionellen, alljährlichen Ereignis in der Goethe-Stadt geworden ist, stand ganz im Zeichen der Nachrichtentechnik und insbesondere der Fernsehtechnik. Während der einleitende Vortrag von Herrn Prof. Dr. Fr ü h a u f, Dresden, über „Die Informationstheorie in der Nachrichtentechnik“ für alle Teilnehmer gehalten und für das Gebiet der Fernsehtechnik durch einen Vortrag von Dr.-Ing. Ne i d h a r d t, Berlin, über „Die wichtigsten Ergebnisse der Informationstheorie für die Fernsehtechnik“ ergänzt wurde, liefen anschließend drei Vortragsreihen mit etwa 40 Fachvorträgen nebeneinander. Der Inhalt lag auf den Gebieten der Fernsehtechnik, der allgemeinen Hochfrequenztechnik, der Technik der Bauelemente, der drahtgebundenen Nachrichtentechnik und der verschiedenen Anwendungen der Nachrichtentechnik. Über einige Themen wird nachstehend berichtet.

Prof. Dr. H. Fr ü h a u f, Die Informationstheorie in der Nachrichtentechnik

Mit der größer werdenden Zahl der Möglichkeiten zur elektrischen Nachrichtenübertragung wuchs das Bedürfnis nach einer grundlegenden Theorie der Nachrichtenübertragung, einer Informationstheorie, mit deren Hilfe ein Vergleich der Übertragungsverfahren und -systeme möglich wird.

Der Vortragende ging zunächst auf die 1924 von K ü p f m ü l l e r und Nyquist gefundenen, grundlegenden Zusammenhänge zwischen der zur Übertragung einer Nachricht benötigten Frequenzbandbreite und der Zeit ein, in der diese Nachricht mit den Mitteln der elektrischen Nachrichtentechnik übertragen werden kann. Das Produkt aus Bandbreite und Zeit ist konstant und entspricht dem Informationsinhalt der Nachricht, wobei man in der Informationstheorie in Abweichung vom Sprachgebrauch nicht das Wort in seiner eigentlichen Bedeutung, sondern in seiner Zusammenfügung aus Signalen versteht. Prof. Fr ü h a u f zeigte, daß z. B. die Worte „Gehaltserhöhung“ und „Gehaltserniedrigung“ für die Informationstheorie die gleiche Bedeutung haben, wenn sie nur bei der Übertragung aus der gleichen Anzahl von Stromschritten zusammengefügt sind.

Hartley hat 1928 das von K ü p f m ü l l e r und Nyquist gefundene Zeitgesetz durch Einführung einer weiteren Größe, der Amplitude, auf dreidimensionale Probleme übertragen und nachgewiesen, daß man nicht allein Bandbreite und Zeit gegeneinander vertauschen kann, sondern daß beide gegen Amplitude vertauscht werden können und umgekehrt.

Der Referent behandelte dann die sogenannten Binär-Systeme, bei denen zur Übermittlung einer Nachricht nur Signale Verwendung finden, die durch zwei verschiedene Zustände, nämlich z. B. „Strom in der Leitung vorhanden“ oder „Strom in der Leitung nicht vorhanden“ gekennzeichnet sind. Im Zusammenhang mit den Binär-Systemen und ihren Eigenschaften wurde gezeigt, wie der Begriff des Nachrichten-

volumens und der Nachrichtenfluß mit den Begriffen Bandbreite, Zeit und Amplitude zusammenhängen. Der persönliche Charakter der Nachrichtenverbindung geht bei einer Umformung durch die Gesetze der Informationstheorie zwar verloren, dafür eröffnen sich aber Möglichkeiten, die Nachrichtenübertragung durch mehr als hundertfache Belastung des Nachrichtenkanals wirtschaftlicher zu gestalten als mit normaler Sprache. Es ist ferner möglich, bei gleichem Informationsinhalt durch Erhöhung der Zahl der Binärschritte an Bandbreite einzusparen, wobei allerdings die Einsparung mit einem relativ größeren Aufwand von Amplitudenschritten erkauft werden muß.

Eingehend auf die Arbeiten von Shannon und Weber wurde der Begriff der Entropie einer Nachricht erläutert. Wenn über einen Nachrichtenkanal eine Information übertragen wird, so geschieht dies bei Anwendung elektrischer Übertragungsmittel dadurch, daß elektrische Schwingungen, Stromänderungen oder Stromschritte durch den Nachrichtenkanal gesendet werden. Beim Binär-System wird also auf das Übertragungssystem ein Signal gegeben, das sich aus einzelnen Stromschritten oder Stromimpulsen zusammensetzt. Bei der Übertragung irgendeiner Nachricht über das Übertragungssystem wechseln die Zustände „Strom vorhanden“ und „Strom nicht vorhanden“ ab, und ihre Folge stellt die eigentliche Nachricht dar. Die Auswahl dieser Zustände geht dabei allerdings nicht völlig willkürlich, sondern nach einer Wahrscheinlichkeits-Gesetzmäßigkeit vor sich.

Der Vortragende wählte zur Kennzeichnung der Wahrscheinlichkeitsverhältnisse der beiden Stromzustände folgendes Beispiel: In einem Karton befindet sich eine Anzahl von schwarzen und weißen Kugeln; beide sind in gleicher Zahl vorhanden. Die Wahrscheinlichkeit, mit der man beim Hereingreifen eine schwarze oder eine weiße Kugel faßt, ist genau gleich groß, nämlich 50 %. Befinden sich in der Kiste jedoch nur weiße Kugeln, dann kann man natürlich nur weiße Kugeln herausgreifen. Für die Nach-

richtentheorie heißt das, daß man den Kanal völlig abschalten und an Stelle des Empfängers eine Apparatur setzen kann, die ständig die mit 100%iger Wahrscheinlichkeit zu erwartenden Signale am Empfangsort liefert. Eine Nachrichtenübermittlung ist dann nicht mehr möglich. Die Nachrichtenübertragung hat die Entropie Null. Sie liefert nur noch überflüssige Zeichen, die selbst keinerlei Nachrichteninhalte mehr besitzen. Die Entropie wird aber um so größer, je mehr sich die Wahrscheinlichkeit der Ziffer 50 % nähert. Dort wird die Entropie maximal, also auch der Nachrichteninhalte des einzelnen Zeichens. Überflüssige Zeichen sind nicht mehr vorhanden.

Prof. Frühauf zeigte, daß die Entropie als die Zahl der Binärschritte definiert ist, welche ein Mittel erforderlich sind, um eines der voneinander verschiedenen Signale zu kennzeichnen; sie gibt also den mittleren Nachrichteninhalte eines solchen Signals an. Diese Betrachtungen geben die Möglichkeit, zu beurteilen, ob ein von uns für die Übertragung einer Nachricht gewähltes System die zur Bildung des Signals günstige Lösung darstellt oder nicht. Der Vortragende erläuterte schließlich den Begriff der maximalen Entropie und der Redundanz, das ist der Anteil, welcher zur Übermittlung der Nachrichten überflüssig ist und eine unnötige Belastung des Nachrichtenkanals bedeutet.

Auf das Rauschen im Nachrichtenkanal eingehend, wurde darauf hingewiesen, daß Nachrichtenkanäle in einzelnen Fällen und besonders bei großen Entfernungen durch Störgeräusche beeinträchtigt werden. Um bei der Nachrichtenübertragung das Nutzsignal vom Störsignal unterscheiden zu können, müssen die kleinsten zu übertragenden Amplitudenschritte mindestens die Größe der Stör-Amplitude besitzen. Es ergibt sich hieraus bei einer gegebenen Bandbreite und einer gegebenen Kapazität des Nachrichtenkanals ein bestimmtes Verhältnis von Nutz- zu Störleistung.

Die weiteren Fragen in der Informationstheorie beziehen sich einerseits auf die in der ursprünglichen Fassung der Nachricht enthaltenen, dort also vorhandenen Elemente und andererseits auf die zur Kennzeichnung der Nachricht verlangten, also tatsächlich erforderlichen Elemente, die der maximalen Entropie entsprechen, aber auch auf neue und unerwünschte hinzutretende Elemente.

Wir haben in der Nachricht Elemente, die wir unmittelbar haben müssen, und solche, die wir als redundante Elemente bezeichnen. Das Rauschen wäre ein Beispiel für im Nachrichtensignal unerwünscht in Erscheinung tretende Signalelemente. Untersucht man ein bestimmtes Rauschen, nämlich das Rauschen in einem modernen Pulsmodulationssystem, dessen Amplituden gequantelt übertragen werden, dann hat dieses Rauschen, das sich vom Röhren- und Widerstandsrauschen unterscheidet, auf das

ganze Modulationssystem beträchtlichen Einfluß. Bekanntlich wird bei Pulsmodulationsverfahren die Modulationsschwingung in einem festgelegten Zeichenrhythmus abgetastet. Ein der jeweils abgetasteten Amplitude entsprechenden Signal wird auf den Nachrichtenkanal gegeben. Bei der Umwandlung des stetigen Signals in eine Stufenkurve wird für die Vollaussteuerung eine bestimmte Anzahl von Amplituden zugelassen. Die kommerzielle Sprache fordert 32 Amplitudenschritte. Auf der Empfängerseite muß die Rückverwandlung der Stufenkurve in eine stetige Funktion vorgenommen werden. Bestehen zwischen der ursprünglichen Modulationsschwingung und der gewonnenen Stufenkurve Amplitudenunterschiede, so tritt zum ursprünglichen Signal ein unerwünschtes Signalelement hinzu, das Quantisierungsrauschen. Dieses spielt bei den Impulsmodulationssystemen, z. B. der Impuls-Code-Modulation, eine Rolle.

Das Quantisierungsrauschen wirkt sich ähnlich aus wie das durch den Schroteffekt in Elektronenröhren entstehende Störgeräusch. Zwischen beiden Rauscharten ist der wesentliche Unterschied, daß das Quantisierungsrauschen im Nachrichtensystem nur auftritt, solange ein Signal übertragen wird, während das Wärme-rauschen und das Röhrenrauschen auch in Gesprächspausen vorhanden sind. Abschließend wurde durch einen Vergleich der Leistungsfähigkeit verschiedener Nachrichtenübertragungssysteme an Hand des Informationsaufwandes gezeigt, wie weit die einzelnen Systeme mit Redundanz belastet sind.

Dr.-Ing. P. Neidhardt, Die wichtigsten Ergebnisse der Informationstheorie für die Fernsehtechnik

Der Vortragende erklärte, daß besonders die Fernsehtechnik an den Erkenntnissen der Informationstheorie sehr interessiert ist, weil sie in bezug auf Frequenzkanäle in einer heiklen Lage ist. Auf zwei Gebieten sei es brennend wichtig, den größtmöglichen Wirkungsgrad der Fernsehübertragung zu erzielen, und zwar einmal beim Fernsehrundfunk und zweitens für die Programmübertragung zwischen den Fernsehsendern. Darüber hinaus sind die Erkenntnisse der Informationstheorie für die Entwicklung des Farbfernsehens wichtig. Der Vortragende wandte sich zunächst der Untersuchung eines Fernsehbildes zu und behandelte den Begriff der Entropie eines Bildes. Auch eine Fernsehkamera, die ein stehendes Bild überträgt, ist eine Nachrichtenquelle, weil sie im Verlauf der zeilenweisen Bildabtastung bestimmte Helligkeitswerte an bestimmten Zeilenstellen liefert. Es handelt sich also um einen Auswahlvorgang, der sich über gewisse Zeitspannen statistisch erfassen läßt, so daß sich für das Auftreten bestimmter Helligkeitswerte konkrete Wahrscheinlichkeitsziffern ermitteln lassen.

Untersucht man den Nachrichteninhalt verschiedener Szenen, so werden sich verschiedene Helligkeitswahrscheinlichkeiten ergeben. Eine Fernsehketten muß so dimensioniert werden, daß sie sich zur Übertragung der verschiedenen Helligkeitswahrscheinlichkeiten eignet, also eine weitgehend verallgemeinerte Nachrichtenquelle berücksichtigt. Dr. Neidhardt zeigte in verschiedenen Fotos den Vorgang einer elementaren Quantisierung der Helligkeitsamplituden eines einfachen Bildes (Männerkopf). Um die Entropie dieses Bildes schnell vorrechnen zu können, war es mit nur acht Helligkeitsstufen gezeichnet. Zunächst wurden die Wahrscheinlichkeitsziffern des Auftretens der einzelnen Helligkeitsstufen ermittelt. Dabei ergab sich eine bestimmte Wahrscheinlichkeitsverteilung aus dem Verhältnis der Zahl des Auftretens von Bildelementen der betreffenden Helligkeitsstufen zur Zahl der Bildelemente überhaupt. Hieraus wurde anschließend die Entropie des gezeigten Bildes mit 2,53 ermittelt, während für die mit acht Helligkeitsstufen maximal mögliche Entropie der Wert 3 gilt. Die Redundanz des Bildes betrug also 15,7 %. Weiter wurde auf die Redundanzverhältnisse zwischen Bildern mit Halbtönen und Strichzeichnungen eingegangen und erwähnt, daß die Redundanz einer Strichzeichnung durch die Gleichartigkeit der sehr vielen weißen Punkte der Strichzeichnung gegenüber dem getönten Bild zu erklären ist, bei dem die Gleichartigkeit geringer ist. Die Redundanz eines Fernsehbildes ist also durch die gegenseitige Abhängigkeit, die Korrelation, benachbarter Bildelemente bedingt. Diese ist recht beträchtlich und ein Bild, bei dem die Helligkeit des einzelnen Bildpunktes in keiner Beziehung zur Helligkeit der benachbarten und der zeitlich folgenden Bildpunkte steht, ist kein Bild, aus dem etwas zu erkennen ist. Die zeitliche Ähnlichkeit ist erforderlich, um den Eindruck der kontinuierlichen Bewegung hervorzurufen. Würde man 25 vollständig verschiedene Bilder pro Sekunde übertragen, dann wäre das menschliche Auge nicht in der Lage, etwas zu erkennen. Die Wirkung dieser flächenhaften und zeitlichen Korrelation ist eine erhebliche Reduzierung des Nachrichteninhalts einer Fernsehsendung.

Für die Übertragung des gewählten Männerkopfbildes ergibt sich mit einem angenommenen Störabstand von 40 dB bei einer durch zeitliche und flächige Korrelation herabgesetzten Bildentropie von 1,4 für 13 500 Bildpunkte/s bei den im Probebild vorhandenen 27 Zeilen eine theoretisch niedrigste erreichbare Kanalbreite von 1,43 kHz. Die mittlere Entropie der üblichen hochzeitigen Fernsehbilder ermittelte der Vortragende zu etwa 4,2 bis 5 Nachrichteneinheiten. Die zeitliche und flächige Korrelation läßt diese Ziffer auf etwa 3 bis 3,8 absinken. Damit wird bei 11,5 Millionen Bildpunkten pro Sekunde bei 625 Zeilen und 25 Bildwechseln die durch den Nachrichteninhalt erforderliche Mindest-

bandbreite, die auch theoretisch nicht mehr unterschritten werden kann, bei 60 dB und voller Bildgüte unserer heutigen 6,5-MHz-Übertragungen 1,73 MHz.

Es ist dies ein wichtiges Ergebnis der Informationstheorie für die Fernsehtechnik, das auf die Notwendigkeit der Anwendung völlig neuer Bildzerlegungs- und Übertragungsmethoden hinweist.

Eine wichtige Tatsache in der Statistik der Fernsehsignale ist die, daß Begrenzungen oder Kanten in einem Bild wesentlich kennzeichnend sind. Man weiß, daß Bleistift- oder Tintenzeichnungen ebenso erkennbar sein können wie Fotografien. Differenziert man den Spannungsverlauf der letzten Videostufe eines Fernsehhempfängers, so ergibt eine solche Bildröhrensteuerung, wie Dr. Neidhardt an verschiedenen von ihm aufgenommenen Fotos zeigte, immer noch ein erkennbares Bild, weil der wesentliche Nachrichteninhalt eines Bildes in den Grenzlinien und Ecken enthalten ist. Die Betrachtung beliebiger Bilder oder Zeichnungen lehrt, daß die nur von Kanten und Grenzlinien belegte Bildfläche verhältnismäßig klein ist und der größere Teil des Bildes verschiedene, konstante Helligkeitspegel besitzt. Die Wahrscheinlichkeit von Grenzlinien ist viel kleiner als die konstanter Pegel. An projizierten Fotos war durch das Anwachsen gleichmäßig getönter Flächen eine erhebliche Redundanzvergrößerung zu erkennen, so daß die Bilder einen gewissen plastischen Eindruck erzielten.

Die Differentiation eines Bildes erhöht also normalerweise seine Redundanz und daher auch seine Zusammendrückbarkeit durch eines der vom Vortragenden anschließend geschilderten Verfahren. Er erläuterte, daß bei einer Quantisierung einer Nachricht, also auch eines Fernsehbildes, der durch den größten Quantensprung (ganz Schwarz auf Weiß) übertragene Nachrichteninhalt der größte ist, während der Nachrichteninhalt, der durch einen Sprung Null (konstanter Zustand) übertragen wird, am kleinsten ist. Das Problem der Redundanz-Minderung wird also in dem Sinne, daß in einem gegebenen Zeitabschnitt wesentlich mehr größere Quantensprünge als kleinere oder Null-Sprünge als in der ursprünglichen Form des Fernsehsignals erzeugt werden, auf das der Neuverschlüsselung des Fernsehsignals zurückgeführt. Die Übergangswahrscheinlichkeiten müssen also alle möglichst einander gleich gemacht werden. Es sind verschiedene Vorschläge bekannt, die das erreichen. Dr. Neidhardt ging auf zwei Verfahren ein, die nach seiner Darlegung ein besonderes Interesse besitzen, nämlich die Geschwindigkeitsmodulation des Elektronenstrahls mit Bildeinzelheitssteuerung und die Geschwindigkeitsmodulation durch Angleichen der Zeiten aller Helligkeitsübergänge. Die Geschwindigkeitssteuerung des Elektronenstrahls durch die Größe des sogenannten Bildeinzelheitsfaktors besitzt einige Besonderheiten. Sie setzt nämlich Bandbreite für Kontrast-

bereich. Als Bildeinzelheitsfaktor wird der über eine bestimmte Länge in Zeilenrichtung integrierte Absolutbetrag des Differentialquotienten der Helligkeitsspannung nach der Länge definiert. Der Vortragende zeigte, daß ein für einen Bildeinzelheitsfaktor von 5 % mit einem Geschwindigkeitsverhältnis von 1:10 zerlegtes Bild eine Bandbreitensparnis von 7:1 auch für Bilder mit einem kontinuierlichen Bereich von Halbtönen innerhalb großer Flächen gilt, wo die Helligkeitsübergänge verhältnismäßig langsam erfolgen, die aber nur beschränkte Bereiche kleiner Flächen besitzen, innerhalb derer die Übergänge sehr schnell erfolgen.

Der Grundgedanke der Geschwindigkeitsmodulation ergibt sich aus einer Betrachtung des Nachrichteninhalts eines Fernsehbildes im Verhältnis zur Nachrichtenkapazität des Übertragungskanal. Man moduliert die Zerlegungsgeschwindigkeit in Übereinstimmung mit dem Nachrichteninhalt des Bildes und nimmt in erster Näherung an, daß er proportional der Frequenz bzw. der Änderungsgeschwindigkeit der Helligkeit in der Zerlegungsrichtung ist. Die Zerlegungsgeschwindigkeit der Kamera soll sich also umgekehrt proportional dem Augenblickswert der Bildeinzelheit ändern. Die Aufgabe besteht darin, das Produkt aus Bandbreite und Zeit, das für die Übertragung eines Fernsehbildes benötigt wird, in seinem Wert herabzusetzen.

Dr. Neidhardt kritisierte dieses Verfahren der Geschwindigkeitsmodulation mit Bildeinzelheitssteuerung insofern, als er darauf hinwies, daß die Geschwindigkeitsmodulation des Elektronenstrahls der Bildröhre dabei eine unerwünschte Helligkeitsmodulation mit sich bringt. Alle schnellen Helligkeits-Übergänge werden mit außergewöhnlicher Brillanz gegenüber verlaufenden Übergängen wiedergegeben. Man benötigt also eine Helligkeits-Korrektionspannung. Der Größtwert des Geschwindigkeitsverhältnisses liegt etwa bei 10:1.

Das zweite Verfahren, das aus den Erkenntnissen der Informationstheorie heraus als Verbesserung des ersten Geschwindigkeitsmodulationsverfahrens entwickelt wurde, ist das Verfahren der Geschwindigkeitsmodulation durch gegenseitige Angleichung der Zeiten aller Helligkeitsübergänge. Während bei der Geschwindigkeitsmodulation mit Bildeinzelheitssteuerung die Bandbreitenreduzierung des Fernsehbildes durch ein Abtastsystem mit einer Geschwindigkeits-Steuerschleife unter Rückkopplung der Flankensteilheit erreicht wurde, eignet sich zur Bandbreitenreduzierung ein Abtastsystem mit einer geschlossenen Frequenz-Rückkopplungsschleife besser.

In der Diskussion dieses Vortrags wurden recht interessante Beiträge zu diesem Thema hinzugefügt. Prof. Frühauf erläuterte den Entropiebegriff in einer drastischen Form. Er sagte: „Denken wir an die Kiste mit den verschiedenen Kugeln, die ich in meinem Vortrag

als Beispiel nannte. Wenn ich aus dieser Kiste eine Kugel herausnehme, dann hat sie eine bestimmte Entropie. Wenn ich nun die übrigen Kugeln zum Fenster hinausschütte, dann hat die eine Kugel keine Entropie mehr, da es in der Kiste jetzt nur noch eben diese eine bestimmte Kugel mit einer Farbe gibt. Wir Techniker besitzen im Leben eine gewisse Entropie. Wenn niemand um uns da wäre, hätten wir keine Entropie. Damit ist der Nachweis erbracht, daß wir ohne Umwelt nicht existieren können.“ Er wies dann auf die Blockschaltungen der Geschwindigkeitsmodulationsverfahren hin und meinte: „Der Einzelne erschrickt vielleicht vor diesem Problem und vor den im Blockschema aufgezeigten Verfahren. Wir dürfen davor aber nicht zurückschrecken. Als die Impuls-Code-Modulation noch nicht bekannt war, hätte jeder Techniker einen, der davon erzählte, für nicht zurechnungsfähig gehalten. Deshalb hat sich doch herausgestellt, wie sinnvoll sie ist.“

Ing. Blaha, Schaltungseinflüsse in Fernsehempfängern auf die Bildgüte

Die Fernsehempfängerentwicklung war in den vergangenen Jahren vorzugsweise auf Schärfe, Helligkeit, Flimmerfreiheit und Verzerrungsfreiheit des übertragenen Bildes sowie auf die Verminderung des dafür notwendigen Materialaufwandes gerichtet. Hieraus ergaben sich für die Schaltungstechnik besonders erschwerte Forderungen, die zum Teil erst mit speziell für den Fernseh- und UKW-Rundfunk entwickelten Röhren und Bauteilen wirtschaftlich gelöst werden konnten und eine physikalisch, physiologisch zufriedenstellende Bildqualität ergaben.

Die Eingangsstufe des Fernsehempfängers verursacht häufig eine unangenehme Bildstörung in den feineren Bildeinzelheiten. Diese Störung wird in der Fachsprache allgemein mit „Griß“ oder „Schneegetöber“ bezeichnet und hat ihren Ursprung im Widerstands-, Kreis- und Röhren-Rauschen. Durch Verwendung von Röhren mit möglichst kleinem äquivalenten Rauschwert gelingt es, die Rauschspannung im Verhältnis zur Nutzsprung klein zu halten und die Grenzempfindlichkeit des Empfängers zu verbessern. Am günstigsten haben sich für die Eingangsstufen Trioden in Cascode-Schaltung erwiesen. Bei dieser Schaltung arbeitet die erste Triode in Katoden-Basis- und die zweite Triode in Gitter-Basis-Schaltung. Hierdurch erreicht man eine hohe Verstärkung und Regelbarkeit der Eingangsstufe, was bei einer Eingangsröhre in Gitter-Basis-Schaltung wegen der bei der Regelung auftretenden Eingangswiderstandsänderung nicht möglich ist. Außerdem ist für die Cascode-Schaltung keine kritische Neutralisationsschaltung erforderlich. Die Röhre PCC 84 ist speziell für Eingangsstufen in Fernsehempfängern entwickelt und durch ihren Aufbau für Cascode-Schaltungen mit Gleich- und Wechselstromkopplung geeignet.

Der Vortragende wies darauf hin, daß Laufzeiteffekte im Fernsehempfänger eine Plastik des Bildes hervorrufen. Grundsätzlich bewirkt jeder Verstärker durch die Kopplungsglieder eine gewisse zeitliche Verzögerung der Signale. Solange diese für alle durchgelassenen Frequenzen gleich bleibt, wirkt diese Verzögerung nicht störend. Treten jedoch unterschiedliche Laufzeiten für verschiedene Frequenzen des Übertragungsbereichs auf, so entstehen plastische Fernsehbilder. Durch geeignete Dimensionierung und sauberen Abgleich der Bild-ZF-Verstärker können die Laufzeiteffekte in tragbaren Grenzen gehalten werden. Stimmt man beispielsweise bei einem dreistufigen ZF-Verstärker einen Kreis auf die zu verstärkende Trägerfrequenz, einen auf eine Frequenz oberhalb und einen auf eine Frequenz unterhalb der Trägerfrequenz ab, und sorgt man dafür, daß die Dämpfung dieser Kreise kleiner als die Dämpfung des auf die Trägerfrequenz abgestimmten Kreises ist, so spricht man von gestaffelter Abstimmung der Schwingkreise. Diese Art der Abstimmung hat den Vorteil, daß man theoretisch jede beliebige Verstärkung und Bandbreite erreichen kann. Mit wachsender Stufenzahl nähert sich jedoch die Gesamtdurchlaßkurve mehr und mehr einem Rechteck mit steilen Flanken am oberen und unteren Ende des Durchlaßbereichs, wodurch bei plötzlichen Veränderungen der Trägerschwingung, die bei der Übertragung von Schwarz-Weiß-Kanten auftreten, ein starkes Überschwingen erzeugt wird, welches mehrere Plastikstreifen im Bild zur Folge hat.

Besprochen wurden noch Linearitätsprobleme und ferner die Störungsmöglichkeiten der Synchronisiereinrichtung durch Störimpulse. Diese Nachteile werden durch Zeilenkippgenerator-Schaltungen vermieden, welche selbstschaltend arbeiten (Multivibratoren und Sperrschwinger). Zweckmäßig ist noch die Schwingradsynchronisation. Bei dieser schwingt der Zeitbasisgenerator in seiner natürlichen Frequenz. Die Synchronisierimpulse bewirken lediglich eine Feineinstellung dieser Frequenz für den Fall, daß diese von der Synchronisierfrequenz abweicht.

Dr.-Ing. P. Neidhardt, „Zwei moderne Farbfernsehverfahren“

Wenn auch die Farbfernsehtechnik nur ein Zweig der allgemeinen Fernsehtechnik ist, so verhält sie sich aber in ihrer Bedeutung zu dieser nicht wie der Farbfilm zum normalen Film, sondern besitzt wesentlich mehr technisches Interesse, weil sie trotz ihrer Neuheit Erkenntnisse erbracht hat, die die Fernsehtechnik vorantreiben. Es beginnt in der Fernsehtechnik eine neue Verfahrenstechnik. Die mit dem Farbfernsehen verbundene Technik wird die bisherige Fernsehtechnik in kurzer Zeit ebenso vorantreiben, wie dies seinerzeit

etwa beim Übergang von der Nipkowscheibe auf das elektronische Fernsehen der Fall war.

Der Vortrag beschränkte sich auf zwei der wesentlichsten Farbfernsehverfahren, nämlich das Punktfolgeverfahren mit Zwischenpunkten und Mischhöhen und das Verfahren mit Farben-Zwischenträgern. Nach Behandlung der allgemeinen Axiome der Farbenlehre ging der Referent auf das Problem der Farbenübertragung im Fernsehen ein. Er zeigte, daß beim Farbfernsehen außer der für die Zerlegung eines Bildes in Zeilen und Bildpunkte notwendigen Information und der Helligkeit jedes einzelnen Bildpunktes beim Farbfernsehen zusätzlich zu diesem Nachrichteninhalt noch die drei Farbwerte übertragen werden müssen, die durch additive Mischung jede vorkommende Farbe ergeben. Die Problematik der Übertragungstechnik beim Farbfernsehen beruht darauf, daß man die benötigten Farbinformationen zusätzlich übertragen muß, ohne zusätzlich Frequenzbandbreite in Anspruch zu nehmen. Eine einfache Betrachtung ergibt, daß die Farbinformation entweder in zeitlicher Folge zwischen den drei Grundfarben oder gleichzeitig übertragen werden kann. Die beiden möglichen Verfahren unterscheiden sich also dadurch, daß das eine ein Folgeverfahren und das andere ein Simultanverfahren ist. Der Vortragende ging auf die Möglichkeit, die Farbinformation entweder rasterweise, zeilenweise oder bildpunktweise aufeinanderfolgen zu lassen, ein und erwähnte, daß man sich für die bildpunktweise Aufeinanderfolge beim Folgeverfahren entschieden hat. Er streifte anschließend kurz das Kommutatorprinzip, das in der technischen Ausführung des sogenannten Punktfolgeverfahrens mit Zwischenpunkten elektronische Kommutatoren auf der Sender- und Empfängerseite vorsieht, die synchron arbeiten. Der Ausgang der Kommutierungsanordnung enthält auf der Senderseite die Kommutierungsfrequenz des Zwischenträgers und Seitenbänder um diesen Zwischenträger herum entsprechend den Frequenzen, die in den kommutierten Signalen enthalten sind.

Beim Punktfolge-Zwischenpunkt-Verfahren ist noch eine Zusatzanordnung von Interesse, die das System zu einem Mischhöhenverfahren macht. Darunter ist folgendes zu verstehen: Es ist eine bekannte Tatsache, daß die Empfindlichkeit des menschlichen Auges für blaues Licht geringer ist als für grünes oder rotes. Außerdem ist es für eine Änderung des Farbtons und des Farbsättigungsgrades weniger empfindlich als für Änderungen der Helligkeit. Auf dieser Erkenntnis baut das sogenannte Mischhöhenverfahren auf. Es faßt die höheren mit jeder einzelnen Farbe verbundenen Frequenzen zu einer Schwarz-Weiß-Übertragung der feinsten Bildeinzelheiten zusammen. Das Bild wird also mit beschränkter Auflösung in den drei Grundfarben übertragen und die fehlenden Feinheiten des gesamten Bildes, also die Schärfe, als Grauwerte. Man kann, da die Blauwerte für

die Bildqualität nicht von großer Bedeutung sind, auch nur die höherfrequenten Ausgangsspannungen der grünen und roten Aufnahme- röhren zu „Mischhöhen“ zusammenfassen.

Nach Beschreibung der wichtigsten Farbbild- röhrensysteme und einer kurzen Behandlung der Frage der Austauschbarkeit zwischen dem Farbfernsehbetrieb und dem Schwarz-Weiß- Betrieb sprach Dr. Neidhardt über technologische Herstellungsverfahren der farbigen Leuchtschirme. Er schilderte insbesondere die Herstellung der benötigten Metalldiaphragmen durch fotochemische Verfahren. Der Abschluß des Farbfernsehvortrages brachte eine eingehende Schilderung des Farbenzwischenträger- Verfahrens. Von der Kamera-Anordnung gelangt je ein rotes, blaues und grünes Signal zu einer Signalmischanordnung, die im wesentlichen aus einer linearen Additionsstufe besteht; die Grün, Rot und Blau in den entsprechenden Verhältnissen zusammensetzt, um das Helligkeitssignal zu formen. Die Signalmischstufe erzeugt aber auch Farbdifferenzsignale, bei denen vom roten Kanal die gesamte Helligkeit abgezogen wird, ebenso vom blauen Kanal. Die Zusammensetzung erfolgt in einem bestimmten Amplitudenverhältnis. Die blauen und roten Farbdifferenzsignale gelangen über das Tiefpaßfilter zu zwei Gegentakmodulatoren, denen eine Zwischenträgerfrequenz zugeführt wird, die das Signal (Blau und Helligkeit) direkt und das Signal (Rot und Helligkeit) mit jedem Raster wechselnd 90° — bzw. 270° — phasenverschoben moduliert. Das Synchronisations- und Farbsynchronisationssignal wird dem Ausgang dieser beiden Gegentakmodulatoren zugeführt und die entstandene Spannung dem Helligkeitssignal hinzugefügt, um das vom Sender zu übertragende zusammengesetzte Farbfernsehsignal zu erhalten.

Der Empfänger zeigt im wesentlichen die inversen Vorgänge zu denen der Senderseite. Das zusammengesetzte Farbfernsehsignal wird aus einem normalen Fernsehempfangsteil über einen Videoverstärker mit Verzögerungsleitung als Helligkeitssignal den Gittern der Dreikomponenten-Bildröhre zugeführt. Die Verzögerungsleitung dient dazu, eine Zeitverzögerung auszugleichen, die bei der Frequenzbeschränkung der Farbdifferenzsignale gegenüber den Helligkeitssignalen entsteht, um die Komponenten koinzidieren zu lassen. Der Farbenzwischenträger wird auf der Empfängerseite wiederum einer Anordnung von zwei Gegentakmodulatoren zugeführt, wie dies auf der Senderseite ebenfalls geschah. Diese Modulatoren werden mit einem Zwischenträger aus einem entsprechenden Empfängeroszillator, der seinerseits synchronisiert und in der Phase gesteuert wird, beaufschlagt. Durch geeignete Kombination der Farbdifferenzsignale in der sogenannten Matrix, die nichts weiter ist als ein Mischteil, wird das dritte Farbdifferenzsignal erzeugt. Diese drei Farbdifferenzsignale werden dann den Katoden des blauen, grünen

und roten Systems einer Dreifarbenbildröhre zugeführt. Die Hinzufügung der Farbdifferenzsignale zu dem Helligkeitssignal erfolgt in der Bildröhre. An einer ausgeführten Schaltung wurden Einzelheiten des Verfahrens erläutert. Als hindernd stehen nach Ansicht des Vortragenden gewisse Entwicklungsschwierigkeiten, vor allem die Kostenfrage, entgegen. Die Beleuchtung bedarf auf der Aufnahmeseite einer Verstärkung, weil wir heute noch keine farbeempfindlichen Kameras besitzen, sondern mit dichroischen Spiegeln arbeiten müssen, die das vom Objekt aufgenommene Bild durch FarbfILTER auf drei Kameras leiten. Diese dichroischen Spiegel schlucken viel Licht. Auch die Empfangsgeräte werden zunächst noch verhältnismäßig kompliziert und kostspielig sein. Dennoch ist es aber sicher, daß auch die größten Schwierigkeiten im Laufe der Zeit überwunden werden und daß der Übergang zum Farbfernsehen unaufhaltsam ist.

Ing. Schönherr, Senderröhren für UKW und Fernsehen

Der Sendebetrieb bei ultrahohen Frequenzen weist Eigentümlichkeiten auf, die auf die Entwicklung der modernen Senderröhren einwirkten. Es ist wichtig, daß die benutzten Röhren nur sehr kleine Zuleitungsinduktivitäten und -kapazitäten besitzen, da diese die Resonanzleitungen belasten, mit denen solche Sender auf dem UKW-Gebiet arbeiten und die geometrischen Abstimmlängen beeinflussen. Mit Rücksicht auf die Bandbreitenforderung bemüht man sich, die Kreise so zu dimensionieren, daß möglichst im ersten Knoten abgestimmt werden kann. Bei einer Abstimmung im zweiten Knoten verliert man z. B. erheblich an Bandbreite. Aber nicht allein der Zusammenhang mit den Leitungs- kreisen erfordert kleine Induktivitäten und Kapazitäten, auch für die Verstärkereigenschaften sind diese Werte sehr wichtig. So ist es z. B. notwendig, daß die Schirmgitterzuleitungen bei einer UKW-Sendetetrode geringe Induktivitäten besitzen, da anderenfalls Kopplungen zwischen dem Anoden- und dem Gitterstrom auftreten, die zur Selbsterregung führen können und damit Ursache für ein instabiles Arbeiten wären. Ebenso wichtig ist es, daß auch die Katoden- zuleitung induktivitätsarm ist: Durch sie wird ein Leistungsübergang vom Eingangs- auf den Ausgangskreis verursacht, und es würde sich ein schlechter Leistungsgewinn ergeben.

Bei Trioden in Katodenbasisschaltung ist die Katodeninduktivität entscheidend. In der Gitterbasisschaltung ist die Gitterinduktivität von ähnlicher Bedeutung wie die Schirmgitterinduktivität der Tetrode. Nicht weniger wichtig ist die Forderung nach kleinen Kapazitäten. Ihr Einfluß ist besonders schwerwiegend. Zu unterscheiden sind drei Kapazitäten an den Röhren: die Eingangs-, die Ausgangs- und die Durchgriffskapazität. Die Eingangs- und Aus-

gangskapazität der Röhre bilden bei UKW fast ausschließlich die Kreiskapazitäten. Sie dürfen deshalb bestimmte Werte nicht überschreiten. Die Durchgriffskapazität ist für das stabile Arbeiten der Sendeanordnung verantwortlich.

Aus der Gleichung für den Rückkopplungskoeffizienten läßt sich der Maximalwert der Durchgriffskapazität einer UKW-Senderöhre ableiten.

Aus der Gleichung für den Verstärkungsgrad bei breitbandiger Verstärkung

$$V = \frac{1}{2} \cdot S/C \cdot 1/B\pi$$

erkennt man, daß außer der Forderung nach einer kleinen Kapazität C , die sich aus der Kreiskapazität und der Röhrenkapazität zusammensetzt, auch noch die Forderung nach größerer Steilheit S erhoben werden muß. Das Umgekehrte gilt für den Durchgriff. Dieser soll so klein wie möglich sein. Eine Senderöhre mit kleinem Durchgriff erfordert kleinere Steuerwechselspannung und benötigt damit geringere Steuerleistung für den jeweiligen Anoden-spitzenstrom.

Bei den hohen Frequenzen ist eine Erscheinung zu beobachten, die eine weitere Begrenzung der Anwendungsmöglichkeit der Senderöhren zur Folge hat. Wenn die Laufzeiten von Elektronen von einer Elektrode zur anderen in die Größenordnung der Schwingungsdauer der Hochfrequenz kommen, so entsteht im Gitterkreis eine zusätzliche Dämpfung, und die Steilheit wird komplex. Eine Abwanderung der Energie vom Eingangs- in den Ausgangskreis ist unabänderlich. Der Anodenstromimpuls verformt sich, so daß der Scheitelwert der Grundwellenamplitude kleiner wird. Das bedeutet, daß sich der Wirkungsgrad verringert. Abhilfe kann durch Verkleinerung der Elektrodenabstände geschaffen werden. Aus elektrischen und mechanischen Gründen sind aber hier bald Grenzen gesetzt. Zusammengefaßt, müssen an die Senderöhren für UKW und Fernsehen folgende Anforderungen gestellt werden: große Steilheit, große und gut leitende Oberflächen der Elektrodenzuleitungen, kleine Kapazitäten, kleine Induktivitäten, einen kleinen Durchgriff und kleine Laufzeiten.

Am Schluß seines Vortrages ging der Vortragende auf die Verwirklichung dieser Forderungen ein und schilderte die Konstruktionen verschiedener Senderöhren. Er sprach zunächst davon, daß sich bereits ein Konstruktionsprinzip herausgebildet hat. Man baut auf einem scheiben- oder deckelförmigen Fuß das Gitter-Katodensystem auf und schiebt dies in ein topfförmiges kupfernes Anodengefaß. Beides wird hart verlötet. Es ist dies die bekannte Form der leistungsstarken UKW-Senderöhren. Für kleinere Röhren hat sich auch bereits ein bestimmtes Schema entwickelt. Auf einem napfförmigen Glasfuß ist das Katoden-Gittersystem aufgesetzt, dieser Fuß wird von einer

Glasglocke umschlossen, die gleichzeitig die Anode trägt. Beide werden miteinander verschmolzen. Die Tendenz der Konstruktionen ist dabei zu erkennen. Man bemüht sich, die Röhren konzentrisch aufzubauen, d. h., alle Elektrodenanschlüsse sind entweder Scheiben oder Ringe, die ineinandergreifen. Dieses Prinzip erleichtert den Einbau im Sender für hohe Frequenzen. Gleichzeitig kann auch die Forderung nach großflächigen Elektrodenzuleitungen gut verwirklicht werden. Die Schwierigkeiten der Herstellung moderner UKW-Senderöhren werden besonders dadurch klar, wenn man sich vergegenwärtigt, daß die Lötung an den Röhren z. B. eine Temperatur von etwa 900° C erfordert, wobei die Entfernung zum Glas nur wenige Millimeter beträgt. Durch Anwendung moderner Arbeitsverfahren ist eine Durchführung dieser Arbeit möglich. Die Forderung nach kleinen Kapazitäten zwingt, sämtliche Elektroden und Bauteile dieser Röhren thermisch hoch zu belasten. Durch Einsatz von Spezialglas und durch Entwicklung geeigneter Kühlverfahren konnte man gangbare Wege finden. Die räumlich kleinen Abmessungen zwingen auch zu besonderen Katodenkonstruktionen, bei denen die klassischen Methoden auf UKW nicht mehr verwendbar sind. Man benutzt Formen, die auf kleinsten Raum große Oberflächen unterbringen, die Käfigkatode, die Netzkatode und die Wendelkatode. Die Herstellung dieser Netze und Körbe usw. erfordert ein besonders großes Können, da eine absolute Standfestigkeit dieser Anordnungen bei Temperaturen von etwa 1000° C verlangt werden muß. Schönherr ging anschließend auf einige der modernen Arbeitsverfahren, z. B. die Kovar-Glasverschmelzung, die Sinterglastechnik und Speziallötverfahren ein, die bei der Herstellung solcher Röhren angewandt werden.

Elektronische Bauelemente

Ein besonders interessantes Gebiet der modernen Bauelementetechnik behandelten Prof. Frühauf und Ing. Hardt. Sie sprachen über elektronische Bauelemente der Wähltechnik und schaltungstechnische Fragen zum Elektronenwähler. Frühauf wies darauf hin, daß mit den schnell wachsenden Forderungen nach großer Geschwindigkeit bei der Wahl und der Herstellung der fernmeldetechnischen Verbindung oder der Verarbeitung einer erheblich größeren Anzahl von Rechengrößen in den Rechenmaschinen es sich bald zeigte, daß rein mechanische Einrichtungen keine befriedigenden Ergebnisse mehr liefern konnten. Die stürmische Entwicklung auf dem Gebiet der elektronischen Rechenmaschinen ist bekannt, aber auch auf dem Gebiet der Amts- und Vermittlungstechnik macht sich die Tendenz der Anwendung elektronischer Einrichtungen besonders bei Wählern und Relais geltend. Die ersten, sehr erfolgreichen Versuche zeigten, daß sich volkswirtschaftliche Per-

spektiven und technische Möglichkeiten ergeben, die zuvor nicht abzusehen waren.

Prof. Fr ü h a u f behandelte anschließend die ionischen Relais, also die Ausführungen mit „kalter Katode“. Die ionischen Dioden und Trioden arbeiten nach dem Prinzip, daß in einem Glaskolben, der bei kleinem Druck meist mit Neon gefüllt ist, eine Anode und eine Katode enthalten sind. Die dritte, gewissermaßen die Gitter-Elektrode in der Triode, ist die Zündelektrode oder der „Zünder“.

Ist die an der Röhre liegende Spannung weniger als z. B. 40 Volt, dann kann sich in ihr keine Ionisation und damit keine Ionenlawine ausbilden, d. h., die Röhre wird gesperrt. Wird die Spannung auf einen bestimmten Wert, die „Zündspannung“ erhöht, dann erfolgt Zündung, die Röhre ist geöffnet und bleibt dies so lange wie der Spannungswert die unterhalb der Zündspannung liegende „Arbeitsspannung“ nicht unterschreitet. Läßt man also in dem Arbeitskreis, in welchem sich die Röhre befindet, die Spannung wirken, die zwischen der „Zündspannung“ und der „Arbeitspannung“ liegt, dann kann die Röhre sowohl ein geöffnetes als auch ein geschlossenes Relais darstellen, je nach der „Vorgeschichte der Röhre“, d. h., je nachdem ob die Röhre zuvor durch die Zündspannung leitend oder durch eine kurzzeitig unterhalb der Arbeitspannung liegende Spannung nichtleitend gemacht wurde.

In seinem weiteren Vortrag besprach Prof. Fr ü h a u f Bauelemente, die speziell auf die Wähltechnik als elektronische Elemente zugeschnitten sind, und führte Beispiele solcher elektronischen und ionischen Bauelemente an. Die elektronische Anordnung zeigt sich in der Praxis den normalen Relaisanordnungen überlegen. Die Aufgaben der geschilderten elektronischen Einrichtungen können im übrigen von Transistoren oder Halbleiter-Dioden in gleichartigen Schaltungen übernommen werden, wobei deren Vorteile, z. B. das Fehlen einer Heizung, denen der beschriebenen Einrichtungen mit „kalter Katode“ entsprechen.

Das Problem der Schaltungstechnik der elektronischen Ämter wurde in einem besonderen Vortrag des Ing. H a r d t behandelt. Er wies darauf hin, daß die verhältnismäßig geringen Geschwindigkeiten, mit denen die Kontakte in der bisherigen Vermittlungstechnik betätigt werden können, ein erheblicher Nachteil sind. Der größte Nachteil ist jedoch eine nicht genügende Zuverlässigkeit der metallischen Kontakte. Die Kontakte zwischen nichtedlen Metallen neigen zu einer spontanen Veränderung des Übergangswiderstandes, die nicht genügend beherrscht wird. Er ging dann auf System- und Schaltungsfragen sowie auf die Anwendung von elektronischen Schaltungswählern ein. Auf die Vermittlungstechnik kam der Vortragende insofern zu sprechen, als er den grundsätzlichen Unterschied zwischen den elektrischen und elektronischen Schaltungswählern klar herausstellte. Auch die Forderun-

gen der Schaltungstechnik an elektronische Wähler wurden behandelt.

Allgemeine Nachrichtentechnik

Im weiteren Verlauf der Fachtagung sprach Prof. Dr. F r e i t a g über „Die moderne Eisenbahnsignaltechnik“, die in den letzten Jahren durch die Einführung der Gleisbildstellstelle weiterentwickelt wurde. Gegenüber den bisher verwendeten Signalsystemen mit handbetätigten Signalen bedeutet diese Technik einen großen Fortschritt, weil sie dem Fahrdienstleiter einen wesentlich umfassenderen Überblick über seinen Befehlsbereich bei gleichzeitiger Senkung der Bedienungshandgriffe gibt. Der Vortrag beschäftigte sich weiter mit der Frage der Automatisierung der Signalanlagen, insbesondere auf Fernbahnstrecken. Er diskutierte den Vorschlag, über die Gleise eine Signalsteuerung unter Verwendung der Impulstechnik durch die Züge selbst vornehmen zu lassen und erörterte verschiedene, bereits bekanntgewordene Lösungen.

Die Erhöhung der Gefährdung im Zusammenhang mit der Vereinigung von Betriebsrde und Schutzrde bei Fernmeldekabeln, die in Umspannwerke eingeführt werden, behandelte Dipl.-Ing. B a r a n o w s k y in seinem Vortrag „Fernmeldeanlagen im Gefahrenbereich von Hochspannungsanlagen mit direkt geerdetem Nullpunkt“.

Dipl.-Ing. H e r z i g sprach ausführlich über „Fernsteuereinrichtungen für Energieversorgungsbetriebe“ und erläuterte Zweck und Aufgabe von Fernsteuereinrichtungen sowie ausgeführte Wähler-Fernsteuereinrichtungen.

Ein weiterer Vortrag der Gruppe „Drahtgebundene Nachrichtentechnik“ wurde von Dipl.-Ing. G r a f über „Probleme der Fernleitungstechnik unter Berücksichtigung des Trägerfrequenz-Einsatzes“ gehalten. Er schnitt die Probleme des Aufbaus des Trägerfrequenz-Kabelnetzes und ferner Fragen, die sich aus der Bereitstellung der in den Netzebenen benötigten Stromkreise ergeben, an.

Antennen

Abschließend mag in diesem Bericht noch eine Gruppe von Vorträgen über Antennen erwähnt werden. Herr Dr. S c h ü t t l ö f f e l sprach über „UKW- und Fernseh-Sende- und Empfangsantennen“. Er diskutierte verschiedene Antennentypen, ging auf den Gewinn von Antennen-gruppen und auf die Frage der Anpassung und Breitbandigkeit von Fernseh- und UKW-Antennen und deren Speisung ein. Ing. Rudolf K ü h n sprach über „Probleme, die bei der Berechnung von Mittelwellen-Sende-Antennen auftreten“. Es wurden in diesem Vortrag die praktischen Methoden zur Berechnung von Fußpunkt-widerständen von Mittelwellen-Vertikalstrahlern, Dreieck-Flächen-Antennen und die Strahlungs-kopplung zweier Vertikalstrahler behandelt.

P. Neidhardt

VDE-Tagung „Elektronische Messung mechanischer Größen“

Der Verband Deutscher Elektrotechniker veranstaltete am 11. und 12. Juni 1954 in Wuppertal-Elberfeld unter dem Thema „Elektronische Messung mechanischer Größen“ eine gut besuchte Vortragstagung.

Herr Prof. H. F. Schwenkhagen, Wuppertal, sprach über „Grundlagen der elektronischen Meßtechnik“. Als Vorteile der elektronischen Meßtechnik stellte er beispielsweise heraus, daß die Registrierung sehr kleiner Impulse möglich ist; eine Begrenzung ist nur durch das Wärmerauschen und evtl. durch Störungen, z. B. durch Wechselstrom, gegeben. Ferner ist die geringere Rückwirkung auf das Meßergebnis und die Ortsveränderbarkeit der Meßeinrichtungen günstig. Nachteile sind dagegen die höheren Kosten gegenüber bisherigen Meßverfahren. Der Laie überblickt außerdem die Zusammenhänge schlecht; Reparaturen der Meßeinrichtungen können ferner nur vom Fachmann durchgeführt werden. Die Lebensdauer elektronischer Meßeinrichtungen ist oft kürzer als die anderer Meßgeräte; dies dürfte aber meistens unbedeutend sein.

Dr.-Ing. P. M. Pflier, Nürnberg, referierte über „Meßfühler“. Gefordert werden von diesen Wandlern enge Fehlergrenzen, direkte Anzeige, billige Stromversorgung, Selbstkontrolle und keine Minderung der Betriebssicherheit. Die Wandler beruhen im allgemeinen auf der Änderung des Widerstandes, der Induktion, der Kapazität oder auf einer piezo-, thermo- oder lichtelektrischen Umwandlung.

Dr.-Ing. K. Steinbuch, Stuttgart-Zuffenhausen, trug über „Verstärker und Verstärkerschaltung“ vor. Verzerrungen treten u. a. durch Einschwingvorgänge und nichtlineare Kennlinien auf. Sie sind durch vergrößerten Aufwand nur z. T. kleinzuhalten. Nicht vermeiden läßt sich das physikalisch bedingte Wärmerauschen. Transistoren für Verstärkerzwecke werden z. Z. nur für eine sehr geringe Leistung und für Frequenzen bis zu etwa 1 MHz gebaut. Diese Grenze dürfte sich aber erweitern lassen. Die Rauschleistung bei Spitzentransistoren ist verhältnismäßig hoch; Flächentransistoren sind günstiger. Germanium-Transistoren dürfen nur bei Temperaturen bis zu etwa 50 ... 60° C verwendet werden.

Der magnetische Verstärker konnte an Boden gewinnen; vorteilhaft lassen sich magnetische Verstärker z. B. mit Mu-Metall ausführen. Der dielektrische Verstärker wird bisher weniger verwendet; er ist sehr temperaturabhängig und benötigt daher Thermostaten.

Allgemein hat sich eine weitgehende Gegenkopplung bei Verstärkern eingeführt, um konstante Verstärkung, geringe Verzerrung und die gewünschten Werte der Ein- und Ausgangswiderstände zu erreichen.

Dr.-Ing. W. Klein, Stuttgart-Fellbach, behandelte „Elektronenstrahl-Sichtgeräte“. Außer der Aufzeichnung in der x- und der y-Achse kann auch die Helligkeitssteuerung des Elektronenstrahls für die Auswertung herangezogen werden. Störungen des Elektronenstrahl-Oszillografen sind bei Hochspannungserzeugung mittels HF geringer. Für mechanische Größen sind eine obere Frequenzgrenze bis höchstens 100 kHz und eine etwa 10^8 -fache Verstärkung erforderlich. Ein hochohmiger Eingang von Verstärkern für Elektronenstrahl-Oszillografen ist bis $10^{14} \Omega$ möglich. Der Gleichspannungsverstärker hat durch Gegentaktschaltung und Gegenkopplung viel von seinen Schrecken verloren und ist auch mit Trägerfrequenzen bis 3 MHz auszuführen.

Durch Verstärkung der Zeitablenkung und Übersteuerung können einzelne Abschnitte des Bildes zeitlupenartig herausgehoben werden. Mehrere Vorgänge sind auf einem Schirm mit Doppelstrahlröhren oder durch elektronische Zerhackung (Elektronenschalter) darzustellen. Durch elektronische Zylinderlinsen ist ebenfalls die gleichzeitige Wiedergabe mehrerer Vorgänge durchführbar. Die Registrierung auf fotografischem Wege kann bis zu Geschwindigkeiten von 80 m/s erfolgen.

Dr.-Ing. H. Rothe, Ulm, gab in seinem Vortrag „Grenzen der Verstärkung“ an, daß die Verstärkung in erster Linie durch das Schrotrauschen (bei allen Frequenzen konstant), durch das Funkelrauschen (ab etwa 1000 Hz mit abnehmender Frequenz ansteigend, von etwa $0,1 \dots 0$ Hz ungefähr konstant), durch den Brumm und durch das Klingen der Röhren begrenzt ist. Die beiden letzten Ursachen können durch geeignete Maßnahmen sehr klein gehalten werden, das Rauschen jedoch nicht. Bei hohen Frequenzen ist das Rauschen etwas durch geeignete Röhren, durch günstige Anpassung und evtl. durch Rückkopplung zu vermindern. Als zweckmäßig hat sich die Angabe der Rauschzahl

$$F = \frac{I_R^2 \text{ (Rauscheinströmung)}}{I_A^2 \text{ (Rauschen der Signalquelle)}} \text{ erwiesen.}$$

In der Diskussion wurde darauf aufmerksam gemacht, daß z. B. bei Schwerhörigengeräten Flächentransistoren ein geringeres Rauschen als Subminiaturröhren, die im Rauschen nicht günstig liegen, aufweisen könnten. Langlebensdaueröhren werden für Meßverstärker empfohlen; die Hauptursache eventueller Störungen liegt jedoch nicht bei den Röhren.

Prof. F. Möller, Braunschweig, machte in seinem Referat über „Registrier- und Schreibgeräte“ darauf aufmerksam, daß eine Registrierung Personalergebnisse und eine bessere Übersicht über die Meßergebnisse bringt. Die Registrierung erfolgt auf Papier oder auf Foto-

papier. Erwünscht sind hohe Empfindlichkeit, kleiner Eigenverbrauch, hoher Eingangswiderstand und große Genauigkeit sowie kleine Einstellzeit. Die geringste Trägheit hat der Elektronenstrahloszillograf, dann folgen Lichtstrahloszillograf, Punkschreiber, Metallpapier-schmelzsreiber, Ritzschreiber und Tintenschreiber. Schnellschreiber mit Schichtpapier und Widiashneider werden auch als 8fach-Schreiber für eine obere Grenzfrequenz von 700 Hz gebaut. Punkschreiber sind meistens als Fallbügelschreiber ausgeführt und auch als 6-Farbenschreiber mit einer Punktfolge von etwa 1 s zu erhalten; der empfindlichste Bereich geht etwa bis zu Endwerten von 2 mV. Eine Genauigkeit $\pm 0,3 \dots 1\%$ vom Endwert ist möglich. Tintenschreiber werden allmählich durch die anderen Verfahren abgelöst.

Bei Schleifenzosillografen liegt bei 40 Hz die Empfindlichkeit etwa bei 10 mm/ μ A. Lichtpunkschreiber und Lichtpunktvektorschreiber arbeiten mit Fotopapier ohne Entwicklung.

E. William

Vorträge auf der NTG-Tagung

Die Berichterstattung über die anlässlich der Darmstädter Gründungstagung der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (6. bis 8. 4. 1954) gehaltenen Vorträge wird durch die nachstehenden Autorenreferate abgeschlossen.

G. F. Koch, Flächenstrahler mit kleinen Nebenmaxima

In der Richtfunkttechnik sind kleine Nebenmaxima der Antennen — oder, richtiger gesagt, große Winkeldämpfungen — in erster Linie nur im Horizontaldiagramm erforderlich. Diese lassen sich (außer durch eine nach dem Rand hin abnehmende Belegung) durch eine geeignete Aperturform der verwendeten Flächenstrahler erreichen. Es wurde gezeigt, daß sich mit Hilfe der einfachen skalaren Kirchhoffschen Beugungstheorie für den Fall homogener Belegung geeignete Aperturformen errechnen lassen, die erhebliche Erhöhung der Winkeldämpfung in dem Horizontaldiagramm gegenüber der quadratischen oder auch kreisförmigen Apertur aufweisen. Neben diesen bisher gebräuchlichen Aperturformen wurden die rhombische Apertur, die Apertur mit einer Exponentialbegrenzung, einer \cos -, \cos^2 - und \cos^3 -Begrenzung diskutiert. Bei einer Apertur von $400 \lambda^2$ erhöht sich z. B. mit einer \cos^2 -Begrenzung unter einem Abstrahlwinkel von 10° die Winkeldämpfung um etwa 30 dB gegenüber der quadratischen Apertur. Die errechneten Diagramme wurden im allgemeinen gut durch die experimentellen Untersuchungen an ebenen Umlenkspiegeln bestätigt. Untersucht wurden die bei feststehendem Sender und Empfänger durch Drehen des Spiegels aufgenommenen Strahlungsdiagramme entsprechend geformter Planspiegel. Größere Abweichungen

zwischen Theorie und Experiment konnten auf bestimmte, nicht erfüllte theoretische Voraussetzungen oder einwandfrei erkennbare experimentelle Unzulänglichkeiten zurückgeführt werden. Für inhomogen belegte Aperturen, bei denen sich die Winkeldämpfung in einer Ebene der Strahlungscharakteristik prinzipiell auch durch geeignete Formgebung der Apertur günstig beeinflussen läßt, wurden einige Spezialfälle der Belegungsform herausgegriffen. Zum Abschluß wurden experimentelle Untersuchungen an einem Trichterstrahler angegeben und die Möglichkeit erörtert, auch bei Linsenantennen und Parabolspiegeln die Winkeldämpfung durch geeignete Aperturform zu erhöhen.

H. Oden, Prüf- und Meßverfahren der Wähltechnik

Durch die Vermehrung der technischen Einrichtungen auf den Ämtern und die Komplizierung der Anlagen entsteht ein bedeutendes Mehr an Prüfarbeit, ohne daß die Zahl der hochwertigen Prüfkräfte im gleichen Maße gesteigert werden konnte. Für zweckmäßige Prüfmittel jedoch konnte mit Erfolg auf Bausteine der in der Fernmeldeindustrie entwickelten Prüfanlagen zurückgegriffen werden. An Hand einer automatisch arbeitenden Meßbrücke für ohmsche Widerstände wurde gezeigt, wie man von der subjektiv bewertenden Messung auf eine automatische Gut/Schlecht-Anzeige übergehen kann. Für routinemäßige Messungen und Prüfungen eines Amtes kommen drei Verfahren in Frage. Bei dem ersten werden die Prüflinge aus dem Verkehr gezogen und mit einer Prüfeinrichtung verbunden. Das zweite erzeugt einen künstlichen Verkehr, der auf die entsprechenden Amtsteile geleitet und dessen Zustandekommen verfolgt wird. Das dritte Verfahren überwacht den wirklichen Verkehr einer Anlage durch programmmäßiges Anschalten automatischer Prüfeinrichtungen an die Schaltglieder.

Das erste Verfahren hat den Vorteil, daß die Prüfschärfe sehr leicht verändert werden kann und daher die Veränderungstendenz einer Einrichtung gut zu beobachten ist. Außerdem kann der Fehler automatisch weitgehend eingegrenzt werden. Als Nachteil ist festzustellen, daß nur kleine Einheiten geprüft werden können und daß die Prüfzeit eine Verlustzeit darstellt. Das zweite Verfahren bietet den Vorteil, daß ein größerer Teil eines Amtes, z. B. eine Fernleitung mit den Ausrüstungen an ihren beiden Enden, auf einmal geprüft und gemessen werden kann. Damit ist aber auch nur eine Aussage über die Kombination möglich, so daß zur Fehlerbegrenzung noch ein anderes Verfahren angewendet werden muß. Das dritte Verfahren, das den tatsächlichen Verkehr eines Amtes automatisch überwacht, vermeidet den Nachteil der beiden ersten, daß eine zusätzliche Belastung der Amtseinrichtungen verursacht wird, und hat den Vorteil, daß die Prüfhäufigkeit der Benutzungshäufigkeit entspricht. Andererseits hat es den Nachteil, daß es erst zum Fehler kom-

men muß, ehe eine Störung gemeldet wird. Auch dieses Verfahren muß also mit anderen kombiniert werden.

In einer Schlußfolgerung wurden Richtlinien für den Entwurf zweckmäßiger Prüf- und Meßeinrichtungen gegeben: Unregelmäßigkeiten sollen gefunden werden, bevor es zu einem Fehler kommt. Die Prüfschärfe soll variiert werden können. Es sollen Prüfgänge verschiedener Ausführlichkeit möglich sein. Die Messungen sollen objektiv sein. Zur Bedienung müssen einfache Kräfte eingesetzt werden können. Der Prüfaufwand soll möglichst gering sein; dazu ist es erforderlich, die Prüfmittel gleichzeitig mit den Amtseinrichtungen zu entwickeln, damit in diesen die notwendige Rücksicht auf Prüfung und Messung genommen werden kann.

H. Wilde, Direkte Anzeige der Gruppenlaufzeit für den Frequenzbereich von 100 kHz bis 5 MHz

Zur Messung der Gruppenlaufzeit wird im allgemeinen das Nyquist-Verfahren angewendet: Ein Träger wird entweder in seiner Amplitude oder seiner Frequenz mit einer Spaltfrequenz ω_s moduliert und auf den Eingang des zu messenden Übertragungssystems geschaltet. Am Ausgang des Systems wird durch Demodulation die Spaltfrequenz zurückgewonnen. Sie ist nun in ihrer Phase gegenüber der als Vergleichsschwingung direkt durchgeschalteten Spaltfrequenz um den Winkel $\Delta\varphi$ verschoben. Die Gruppenlaufzeit ergibt sich zu $\vartheta = \frac{\Delta\varphi}{\omega_s}$ und ist dem

Phasenwinkel $\Delta\varphi$ proportional. Damit ist die Messung der Gruppenlaufzeit auf eine Phasenmessung zurückgeführt.

Das beschriebene Meßgerät hat eine Empfindlichkeit von etwa 1 ns und löst noch Schwankungen der Gruppenlaufzeit innerhalb eines Frequenzbereiches von 200 kHz auf. Die Spaltfrequenz ist dabei 20 kHz, und die Phasenwinkel, die noch gemessen werden müssen, sind in der Größenordnung von einigen hundertstel Grad. Zur Messung dieser sehr kleinen Winkel wurde ein besonderer Phasemesser entwickelt. Seine Schaltung und seine Wirkungsweise wurden besprochen.

Das vollständige Meßgerät der Gruppenlaufzeit besteht auf der Senderseite aus einem Generator, dessen Frequenz im Bereich von 100 kHz bis 5 MHz variiert bzw. gewobelt werden kann und dessen Amplitude mit der Spaltfrequenz 20 kHz moduliert ist. Die Vergleichsschwingung wird auf der Senderseite durch Demodulation des Trägers gewonnen. Zur Empfängerseite gehören ein Demodulator, der Phasemesser und ein Anzeigeinstrument bzw. ein Sichtgerät. Für Schleifenmessungen wird die Vergleichsschwingung direkt vom Sender zum Empfänger durchgeschaltet. Bei Streckenmessungen wird die Vergleichsschwingung der modulierten Trägerfrequenz unterlagert und über die

Übertragungsstrecke geführt. Auf der Empfängerseite trennt zuerst eine Frequenzweiche Träger und Vergleichsschwingung; der übrige Empfängerteil ist der gleiche wie für Schleifenmessungen. Messungen der Gruppenlaufzeit an einfachen Übertragungsgliedern zeigten gute Übereinstimmung mit den berechneten Werten.

Reiner, Untersuchungen mit einem direkt anzeigenden Gruppenlaufzeit-Meßgerät im Bereich 60 ... 90 MHz

Messungen der Gruppenlaufzeit über breite Frequenzbänder hinweg sind außer im Videoband von Fernseh-Übertragungsstrecken hauptsächlich im Bereich der Zwischenfrequenz von Breitband-Dezimeterrichtfunkstrecken von Bedeutung. Solche Strecken werden vielfach zur Übertragung von Fernsehprogrammen und für Vielkanal-Trägerfrequenztelefonie verwendet. Da sich bei langen Übertragungsstrecken die Laufzeitverzerrungen der Relaisstellen summieren, müssen die einer einzelnen Relaisstelle sehr klein gehalten werden. Die zulässigen Werte liegen in der Größenordnung von $1 \cdot 10^{-8}$ s. Man muß daher in der Lage sein, die Laufzeitverzerrungen der einzelnen Bauelemente einer Relaisstelle (ZF-Verstärker, Dezimeter-Bandfilter usw.) mit einer Genauigkeit von etwa $1 \cdot 10^{-9}$ s auszumessen. Mit Hilfe eines passiven Relais kann man die gesamten Laufzeitverzerrungen einer Relaisstelle, auch der Dezimeterteile einschließlich Antennen, durch Messung im ZF-Band erfassen. Zur Entwicklung und Prüfung von Dezimeter-Relaisstellen wurde daher ein Meßgerät entwickelt, das folgende Eigenschaften hat: Es mißt Gruppenlaufzeitsschwankungen als Funktion der Frequenz im Bereich der Zwischenfrequenz der C. Lorenz-Dezimeter-Richtfunkstrecke (60 ... 90 MHz). Eine Laufzeitverzerrung von $1 \cdot 10^{-9}$ s ist noch meßbar. Die Anzeige erfolgt direkt auf einem Oszillografenschirm. Das Gerät arbeitet nach der Methode von Nyquist. Es wird einer Meßfrequenz, die über das zu messende Band gewobelt wird, eine „Spaltfrequenz“ aufmoduliert. Diese wird auf der Empfängerseite durch Demodulation wieder zurückgewonnen. Die Phasendrehung der Spaltfrequenz auf der Empfängerseite gegenüber der Sendeseite ist proportional der Gruppenlaufzeit des Prüflings. Da in den ZF-Verstärkern Amplitudenbegrenzer eingebaut sind, muß die Meßfrequenz mit der Spaltfrequenz frequenzmoduliert werden. Die Höhe der Spaltfrequenz hängt von der geforderten Frequenzauflösung und von den bei der Messung zu erwartenden Rausch- und Störspannungen ab. Für das gebaute Gerät wurde als Spaltfrequenz 1 MHz gewählt. Die Abbildung zeigt das Blockschaltbild des erwähnten Gerätes. Die gewobelte frequenzmodulierte Meßfrequenz entsteht durch Mischung. Gleichzeitig wird durch Mischung eine Frequenz erzeugt, die um 20 MHz niedriger liegt als die Meßfrequenz. Durch Mischung des Eingangssignals auf der Empfängerseite mit

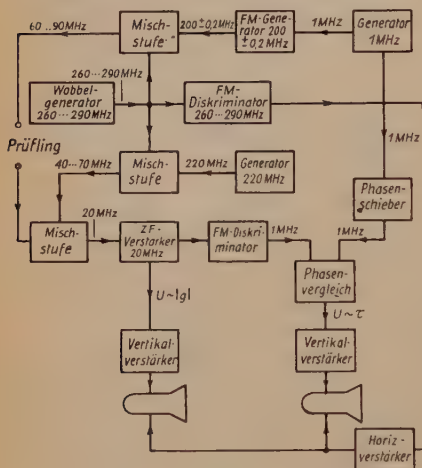
dieser Frequenz erhält man eine konstante Zwischenfrequenz von 20 MHz, aus der nach Verstärkung und Amplitudenbegrenzung durch Frequenzdemodulation die phasenmodulierte Spaltfrequenz gewonnen wird.

Da auf der Empfangsseite durch diese Mischung ein Breitbandverstärker mit anschließendem Begrenzer und Demodulator vermieden wird, ist der Meßbereich des Gerätes nur abhängig vom Frequenzhub des Wobbelgenerators.

Die Eichung der Anzeige erfolgt in der Weise, daß die Phase der Spaltfrequenz vor dem Phasenvergleich periodisch um $3,6^\circ$ gedreht wird. Dadurch wird die Laufzeitkurve doppelt

versalfeld) klar. Eine Definition von Strom, Spannung und Widerstand für Hohlleiter wurde kurz besprochen.

Der Vortrag behandelte weiter die Messung von Widerständen oder Reflexionsfaktoren mit Brücken und Richtungskopplern. Dabei wurde gezeigt, wie man diese Meßschaltungen ganz allgemein als 12- bzw. 8-Pole auffassen und durch ihre Streumatrix kennzeichnen kann, deren Koeffizienten gewisse Bedingungen (Symmetrie, Reziprozität, Unitarität) erfüllen müssen. Dabei geht man vom Gebiet tiefer Frequenzen aus und erörtert (zu immer kürzeren Wellen übergend) den jeweils zweckmäßigen Aufbau. Das Zusammenschalten der Elemente in Netzwerkform ist nur bei sehr tiefen Frequenzen möglich. Mit wachsender Frequenz besteht das Hauptproblem in der Entkopplung der Zweige gegeneinander und vor allem gegen „Erde“. Die Entkopplung kann bei Frequenzen bis etwa 100 MHz mit geschirmten Übertragern, bei höheren Frequenzen mit Symmetriertöpfen erreicht werden. Mikrowellenbrücken mit Hohlleitern sehen wieder einfacher aus, weil das „Umpolen“ bequem möglich ist. Zwei Betriebsweisen der Brücken sind allgemein zu unterscheiden: der Nullabgleich und das Brückenreflektometer. Im ersten Fall braucht man entweder veränderbare Normale, die vorläufig nur bis 30 MHz in technisch durchgebildeter Form vorliegen, oder man muß mit veränderbaren Brückenarmen arbeiten. Im zweiten Fall wird die Brücke nicht abgeglichen, und es kommt darauf an, sie so zu bemessen, daß die Ausgangsspannung — bezogen auf die Eingangsspannung — dem Reflexionsfaktor unmittelbar proportional ist. Brückenreflektometer für verschiedene Frequenzbereiche wurden gezeigt. Mit den Brücken verwandt sind die Richtungskoppler, die ebenfalls unmittelbar den Reflexionsfaktor zu messen gestatten. Es wurde ein analoger Überblick gegeben und auf die Vorteile (Betriebsmessungen) und Nachteile (geringe Empfindlichkeit bzw. kleinerer Frequenzbereich) gegenüber Brückenreflektometern hingewiesen. Schließlich wurden einzelne Beispiele praktisch ausgeführter Geräte gezeigt.



Blockschaltbild des Laufzeit-Meßgerätes

geschrieben, wobei der Abstand der beiden Kurven einer Laufzeitverzerrung von 10 ns entspricht.

Mit diesem Gerät wurden Messungen der Gruppenlaufzeitverzerrungen bei langen fehl-geabschlossenen Kabeln, ZF-Verstärkern usw. durchgeführt.

A. Jaumann, Widerstandsmeßverfahren im Frequenzgebiet bis 10 000 MHz

Einleitend wurden einige Worte über die Theorie der Schaltungen gesagt. Diese lassen sich als 2n-Pole (oder allgemeiner als Systeme mit n-Armen) auffassen, an denen Ströme und Spannungen (I , U), auftreten oder durch die ein- und austretende Wellen (a, b) laufen. Zwischen U und I bzw. a und b bestehen lineare Beziehungen, die durch die Widerstandsmatrix bzw. Streumatrix des Systems ausgedrückt werden. Für die Koeffizienten dieser Matrizen gelten ganz allgemeine Sätze.

Der Begriff des Widerstandes ist zunächst nur bei zweipoligen Leitungen (mit reinem Trans-

J. Deutsch, O. Zinke, Kontaktlose Kolben für Mikrowellen-Meßgeräte

Zur Abstimmung von Resonanzräumen der dm- und cm-Wellentechnik werden Kurzschlußkolben verwendet. Die Verwendung von Kolben mit galvanischem Kontakt (Kontaktkolben) bereitet oft Schwierigkeiten. Diese Kolben haben Abrieb, verursachen Kratzgeräusche und ergeben oft eine nicht ausreichend genaue Reproduzierbarkeit der Kurzschlußebene bzw. der Resonanzfrequenz des mit ihnen abgeschlossenen Abstimmaumes von Sendern und Empfängern.

Diese Nachteile lassen sich durch Verwendung von kontaktlosen Kolben (Spaltkolben) vermeiden. Sie erfordern einige Präzision bei der Herstellung und wirken als Kurzschlußkolben in

einem Bereich kleinerer Bandbreite. Es wurde eine Nomenklatur der wichtigsten Kolben angegeben. Die Frequenzabhängigkeit der Kolben-eigenschaften (Dämpfungsmaß, Güte, Lage der Kurzschlußebene) wurde beschrieben und miteinander verglichen. Der A-Kolben (kapazitiver Kolben) hat kleines Dämpfungsmaß, geringe Güte und große Bandbreite. Beim B-Kolben (bucket) und C-Kolben (choke) wird durch die Resonanz der Aushöhlung des Kolbens ein Pol des Dämpfungsmaßes erzeugt. In der Umgebung der Resonanzfrequenz sind das Dämpfungsmaß und die Güte dieser Kolben erheblich besser als beim A-Kolben. Die Bandbreite dieser verbesserten Eigenschaften ist klein, genügt aber für Nachrichtensysteme. Beim Z-Kolben, der im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Kolben, die etwa $\lambda/4$ lang sind, etwa $\lambda/2$ lang ist, ist die Bandbreite bei hohem Dämpfungsmaß (von etwa 40 dB) und großer Güte erheblich größer.

Außer über die bisher genannten, bereits bekannten Kolbenbauarten wurde noch über folgende neue Kolben berichtet: Z'-Kolben, Z'+C-Kolben und dA-Kolben. Der Z'- und der Z'+C-Kolben haben vor allem kurze Baulängen und kleinere Verluste. Ihre Bandbreite ist groß. Sie sind nur etwa $\lambda/4$ bzw. $3\lambda/8$ lang.

Durch die Verwendung von Dielektriken oder Ferriten kann man die Baulängen der Kolben weiter verkürzen. Durch Phasenumkehr (Kompensation) läßt sich das Dämpfungsmaß vergrößern (dA-Kolben). Diese Kolben sind etwa $\lambda/4$ lang und haben ein Dämpfungsmaß von 30 dB bei einer Bandbreite $f_{\max}/f_{\min} = 1,5/1$. Die für koaxiale Leiter durchgeführten Betrachtungen lassen sich einerseits auf Drehkuppelungen und Wellenmesser, andererseits auf Kurzschlußkolben von Hohlleitern übertragen. In manchen Fällen hat es sich als zweckmäßig erwiesen, Kontaktkolben und Spaltkolben miteinander zu kombinieren.

Katzschner, Druckgasüberwachung von Fernkabeln

Fernmelde-, insbesondere Fernkabel haben vorwiegend Papier- oder Kunststoff-Lufttramisolierungen. Sie sind infolgedessen sehr störanfällig gegen Mantelfehler, da der Isolationswiderstand der Adern bereits durch kleine, eingedrungene Feuchtigkeitismengen stark herabgesetzt wird. Zur Vermeidung solcher Störungen kann man die Kabel mit Druckgas füllen. Geeignete Einrichtungen erlauben es dann, den Ort einer Leckstelle im Mantel zu finden, bevor die elektrischen Eigenschaften der Kabelseele nachteilig beeinflusst sind. Es wurde ein kurzer Überblick über die Entwicklung der Druckgasüberwachung von Fernmeldekabeln — vor allem im Ausland — gegeben. Anschließend wurden die Wirkungsweise eines für die Überwachung der TF-Fernkabel der Bundespost entworfenen Systems, dessen wesentliche Bauteile (z. B. Kontaktmanometer, Überwachungsgeräte, druck-

dicke Garnituren) und die Suche von Mantelfehlern mit Hilfe von Indikatorgasen beschrieben.

J. Czech, Besondere Zeitdehnungsverfahren bei Elektronenstrahl-Oszillografen

Zeitdehnungsverfahren, die es gestatten, aus dem Verlauf einer Spannung bzw. einer Impulsfolge einen beliebigen Ausschnitt in beliebiger Zeitdehnung zu beobachten, waren das Thema. Man kann hierzu entweder die Zeitablenkspannung (sinusförmig oder mit Sägezahnverlauf) einfach verstärken oder Sägezahnspannungen mit entsprechend kurzer Dauer im Rhythmus der Periodenzahl der untersuchten Spannung oder der Impulsfolgefrequenz zur Zeitdehnung anwenden. Die gleichzeitige Benutzung beider Methoden gestattet ungewöhnlich hohe Zeitdehnungen.

Unterstützt durch Lichtbilder und auch durch praktische Vorführungen mit vergrößerten Oszillogrammen wurde gezeigt, wie sich auf diese Weise z. B. ein klarer Einblick in bestimmte Erscheinungen bei gittergesteuerten Thyatronen oder in dem Verlauf des Signal-Impuls-Gemisches beim Fernsehen erreichen läßt. Zur Zeitmarkierung derartiger Oszillogramme gibt es verschiedene Möglichkeiten.

Durch gleichzeitige Amplitudenvergrößerung sind die Oszillogramme auch in beiden Koordinaten zu dehnen; auf elektrischem Wege kann so eine Lupen- bzw. Mikroskopwirkung auf dem Schirmbild erreicht werden.

J. Hacks, Direktzeigende Frequenzmesser hoher Genauigkeit

Direktzeigende Frequenzmesser der bisher üblichen Bauweise, bei denen der mittlere Aufladestrom eines Kondensators angezeigt wird, haben geringe Genauigkeit. Genau sind im Gegensatz dazu Verfahren, die indirekt messen und die im wesentlichen den Vergleich mit einem Normalfrequenzspektrum benutzen. Solche Messungen sind jedoch recht aufwendig und auch nicht immer ganz einfach durchzuführen. Bei einigen sind auch Irrtümer möglich. Neuere Geräte, bei denen die Frequenz gemäß ihrer Definition als Anzahl der Schwingungen in der Zeiteinheit durch elektronische Zähler angezeigt wird, vereinigen die Vorteile der genannten Verfahren, nämlich direkte Anzeige und hohe Genauigkeit. Es können auch kontinuierliche Messungen durchgeführt werden, wobei zyklisch die Frequenz gemessen und das Ergebnis am elektronischen Zähler dargestellt wird.

Man muß zweckmäßigerweise entscheiden, ob es günstiger ist, die Frequenz oder die Zeitdauer einer oder mehrerer Perioden der unbekannten Schwingung zu messen, um die höchste erzielbare Genauigkeit zu erreichen. Mit einfacheren Geräten können zehn Frequenzdekaden (z. B. 10^{-5} bis 10^5 Hz) umfaßt werden.

Die Genauigkeit für die Frequenzmessung ist im wesentlichen nur noch von der Genauigkeit des Zeitnormals abhängig, das von einer Normalfrequenz abgeleitet werden kann, wobei man berücksichtigen muß, daß das Zählerverfahren einen unvermeidbaren Anzeigefehler von einer Zählereinheit in sich trägt; dies ist darauf zurückzuführen, daß zwischen der Schaltzeit und der zu messenden Frequenz keine Phasenbeziehungen bestehen. Es ist daher immer günstig, möglichst viele Impulse bei der Messung in den Zähler hineinlaufen zu lassen. Bisher wurden Geräte entwickelt, die ohne Zuhilfenahme einer Frequenzumsetzung bis zu einer oberen Frequenzgrenze von 10 MHz arbeiten. Der Grund für diese Beschränkung ist in den natürlichen Kapazitäten der für die Kipperschaltungen in den Zählern verwendeten Röhren zu suchen. Nach unten hin gibt es keine Frequenzgrenze, so daß sich mit diesen Geräten auch sehr genaue Messungen von Frequenzen im Bereich von wenigen Hertz durchführen lassen. Durch geeignete Oberwellenerzeugung und exakte Messung der erzeugenden Grundfrequenz ist der Bereich bis etwa 10 000 MHz durch Frequenzmesser mit elektronischen Zählern zu erfassen. Eine Einschränkung bei der Anwendung ergibt sich, wenn die zu messende Frequenz durch Störungen überlagert ist; dies spielt vor allem bei Fernmessungen von Sendern eine Rolle. Auch in solchen Fällen können elektronische Zähler vorteilhaft angewendet werden, wenn man Empfänger benutzt, bei denen die Zwischenfrequenz nur von einer Normalfrequenz und einem Intervalloszillator abhängt, dessen Frequenz gemessen wird, und der damit direkt die Signalfrequenz bestimmt.

Karl Fritz, Die Potentiale im Magnetron und Folgerungen daraus für den Röhrenbau

Die mittlere optimale Bahn des Elektrons im Magnetron mit Leitkreisbewegung wurde zunächst berechnet. Ausgangspunkt dafür ist nicht die Kräftegleichung, sondern die Energiebilanz des richtigphasigen Elektrons. Die Bilanzgleichung gliedert sich in die aufgenommenen und abgegebenen elektrischen Arbeiten und die mechanischen Energieanteile und läßt sich durch übersichtliche echte bzw. Hilfspotentiale darstellen. Die Zeit ist ohne zusätzliche Einschränkung zu eliminieren. Es ergeben sich zwei Lösungen: konzentrische Kreise für neutrale Elektronen und eine Sinusfunktion r als $f(\varphi)$. Die Betrachtung der Bahnlösung führt zu Magnetronkonstruktionen mit verkürzter Verzögerungsleitung, die kartinotronähnliche Effekte zeigen. An Hand einiger typischer akustischer Analoga wurden die wesentlichen physikalischen Vorgänge, wie Steuerung, Laufzeit, Rückkopplung, erläutert und als Folgerung daraus einfache Magnetrontypen angegeben, die für spezielle Zwecke geeignet sind.

Zum Schluß wurden Aufnahmen von technischen Geräten mit Magnetrongeneratoren gezeigt, und zwar Radargrill mit 1,2 kW bei 12,5 cm Wellenlänge, Radartherm mit 200 W bei 12,5 cm Wellenlänge für medizinische Bestrahlungen und ein 5-cm-Demonstrationsgerät mit 40 W dauernd, ferner Gasentladungsaufnahmen im Feld der 5-cm-Strahlung.

H. Rothe, Röhren für Ein- und Ausgangsstufen im 4000-MHz-Gebiet

Die Verwendbarkeit einer Elektronenröhre als Eingangsverstärker für Höchstfrequenzen hängt wesentlich davon ab, welche Verstärkung und Breitbandigkeit sich bei möglichst kleiner Geräuschzahl erreichen läßt. Das rauschmäßige Verhalten der Eingangsstufe wird sowohl durch Schaltungsleitwerte als auch durch reine Röhrenkenngrößen bestimmt. An Hand eines Ersatzschaltbildes wurden Formeln zur Berechnung der zusätzlichen Geräuschzahl von Triodenverstärkern hergeleitet. Die Theorie ist in guter Übereinstimmung mit den Meßergebnissen. Bis zu etwa 1000 MHz kommt in Eingangsverstärkerstufen vornehmlich die gittergesteuerte Röhre in Gestalt der für das Höchstfrequenzgebiet charakteristischen Scheibentrioden in Betracht. Für Frequenzen oberhalb 4000 MHz ist die Laufzeitröhre in Form der Wanderfeldröhre eindeutig überlegen. Im dazwischenliegenden Übergangsbereich zwischen etwa 1000 und 4000 MHz können sowohl gittergesteuerte Röhren als auch Laufzeitröhren bedeutsam sein — je nachdem, für welche Zwecke die Röhren verwendet werden sollen. Mit neuzeitlichen Scheibentrioden erreicht man im betrachteten Frequenzbereich eine Stufenverstärkung von etwa 10 bis 18 dB bei einer Bandbreite bis 50 MHz. Für Wanderfeldröhren liegen die entsprechenden Werte zwischen 10 und 20 dB bei einer Bandbreite von 50 bis 100 MHz. Die zusätzliche Geräuschzahl ist im Gebiet von 1000 bis etwa 3000 MHz für Scheibentrioden und Wanderfeldröhren von gleicher Größenordnung (6 bis 15 dB) (Abb. 1).

Das Verhalten gittergesteuerter Röhren in fremdgesteuerten Endstufen zeigt Abb. 2, worin für verschiedene neuzeitliche Trioden und Tetroden die erreichbare Hochfrequenzleistung (Dauerstrichleistung) in Abhängigkeit von der Frequenz im Leistungsgebiet von wenigen Watt bis zu 100 kW aufgetragen ist. Unterhalb von etwa 30 bis 50 MHz ist die abgebbare HF-Leistung praktisch frequenzunabhängig und im wesentlichen durch die Anodenverlustleistung festgelegt. Mit zunehmender Frequenz erfolgt ein zunächst langsamer und dann — mit ausgeprägtem Knickpunkt in den Kurven — sehr schneller Leistungsabfall. Die Ursache für diesen ausgeprägten Leistungsabfall ist weniger in Laufzeiteffekten als vielmehr in Gitterresonanzen zu suchen. Die im Gitter-Katodenkreis liegenden Impedanzen bewirken, daß sich die zur Herbeiführung optimalen Wirkungs-

grades erforderliche impulsförmige Aussteuerung des Elektronenstromes nicht mehr erlauben läßt, so daß auch die erzielbare HF-Leistung entsprechend absinkt. Röhren, die bis etwa 1000 MHz ohne nennenswerten Leistungsabfall verwendet werden sollen, erfordern daher sehr kurze (konzentrische) Leitungen zwischen Gitter und emittierender Katodenoberfläche. Mit neuzeitlichen Metall-Keramikröhren hat man diese Forderung bis zu Leistungen von einigen kW erfüllen können. Mit den im wesentlichen für Fernsender entwickelten Leistungstetroden GL 6182, 6183 und RCA 6181 lassen sich in Fremdsteuerung bei 900...1000 MHz Leistungen von einigen kW bei Bandbreiten von 5...6 MHz und einer Stufenverstärkung von etwa 10 dB erreichen. Die für die Ausgangsstufe in Richtstrahl-Relais-Sendern entwickelte Scheibentriode 416 A der Western Electric gibt mit Fremdsteuerung bei 4000 MHz eine Leistung von 0,5 W bei 50 MHz Bandbreite und etwa 6 dB Stufenverstärkung.

Besondere Bedeutung hat in Richtstrahl-Relais-Sendern für Frequenzen oberhalb etwa 1000 MHz die Wanderfeldröhre erlangt. Röhren dieser Art ergeben Stufenverstärkungen von 25...35 dB bei Bandbreiten von 20 MHz bis zu einigen hundert MHz je nach Type und der zugelassenen Welligkeit der Anpassung an Ein- und Ausgang. Mit der von Telefunken für das Frequenzgebiet von 3000...4500 MHz entwickelten Type TL 6 wird bei 4000 MHz eine Leistung von etwa 3 W bei einer Stufenverstärkung von 28 dB erreicht. Mit einer solchen Röhre läßt sich bei 50 MHz Bandbreite etwa die gleiche Verstär-

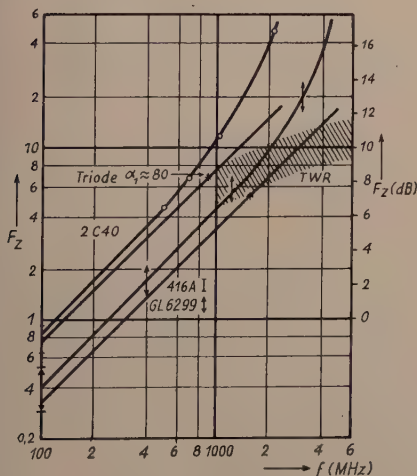


Abb. 1. Zusätzliche Geräuschzahl von Scheibentrioden, TWR = Traveling-Wave (Wanderfeld)-Röhre

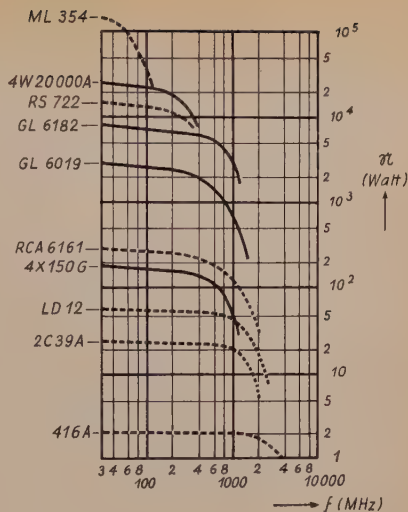


Abb. 2. Leistungsabgabe gittergesteuerter Röhren als Funktion der Frequenz

kung erhalten wie mit einem dreistufigen Verstärker, bestückt mit Trioden 416 A, jedoch bei wesentlich höherer Ausgangsleistung. Für Sonderzwecke werden in Ausgangsstufen für Frequenzen oberhalb 1000 MHz neuerdings auch Wanderfeldmagnetrons verwendet, die sich durch höheren Wirkungsgrad bis zu etwa 40 % auszeichnen.

K. Pöschl, Zur Theorie des Carcinotrons

Ein Carcinotron, das eine besondere Form einer Wanderfeldröhre darstellt, ist mit einer z. B. periodischen Verzögerungsleitung versehen, in der sich rücklaufende Wellen bzw. Teilwellen fortpflanzen, d. h. solche Wellen, für die Phasen- und Gruppengeschwindigkeit entgegengesetzte Richtung haben. Zur Wechselwirkung mit einem Elektronenstrahl werde die rücklaufende Teilwelle mit dem Index n verwendet; sie habe am Ort des Strahls das Längsfeld $E_{z,n}$. Je größer die Feldkopplung $\kappa = E_{z,n}^2 / 2P$ ist (P = gesamte von der Leitung geführte HF-Leistung), um so günstiger liegen die Verhältnisse für die betreffende Teilwelle. Der Carcinotron-Oszillator gibt nur HF-Leistung ab, wenn der Elektronenstrom über einem Mindestwert liegt; das ist der Anschwingstrom, der nicht durch Dämpfungsverluste, sondern durch den Mechanismus der Wanderfeldröhre (Aufteilung des HF-Feldes auf mehrere — gewöhnlich drei — Wellen) bedingt ist. Der Anschwingstrom ist der Feldkopplung sowie der

dritten Potenz der Röhrenlänge umgekehrt proportional und nimmt mit wachsender Raumladung schwach zu; sein Gang mit der Frequenz stimmt mit Meßergebnissen recht gut überein. Mit Hilfe der linearen Theorie der Wanderfeldröhre läßt sich der Anschwingvorgang durch Phasenbeziehungen zwischen den drei erregten Wellen beschreiben; darüber hinaus kann man für das Verhalten der Röhre bei Leistungsabgabe einige qualitative Folgerungen ziehen.

H. Schnitger, Rauscharme Wanderfeldröhren

Die bestehenden Theorien über das Rauschen von Wanderfeldröhren haben zu sehr erheblichen Widersprüchen mit den experimentellen Ergebnissen geführt. Es wurde daher versuchsweise angenommen, daß der Elektronenstrahl nach dem Austritt aus der Raumladungsdiode zwei inkohärente Anteile enthält, die Rauschfaktoren von etwa der gleichen Größenordnung hervorrufen. Der eine Anteil wird durch das um einen konstanten Raumladungsschwächungsfaktor ($\sim 1/50$) verringerte Schrotrauschen beschrieben. Der andere Anteil berechnet sich in bekannter Weise angenähert aus der Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen im Potentialminimum mit Hilfe der Gleichungen für die Raumladungsdiode und für die folgenden Lauf Räume ohne Berücksichtigung der Raumladung. Bei Gültigkeit dieser Grundannahmen müßten sich rauscharme Wanderfeldröhren bereits mit den üblichen einfachen Strahlerzeugungssystemen, die nur eine Voranode haben, konstruieren lassen. Die Versuche bestätigten diese Vermutung. In Abhängigkeit von der Spannung der Voranode zeigten die untersuchten Röhren ferner ein charakteristisches Rauschminimum, dessen Lage und Höhe ebenfalls mit Hilfe der hypothetischen Grundannahmen angenähert richtig vorausberechnet werden kann. Ein Vergleich der minimalen Rauschfaktoren mit den aus der Literatur bekannten Werten, insbesondere mit den kürzlich von Watkins veröffentlichten Ergebnissen, ergab gute Übereinstimmung. Von anderen Autoren sind jedoch Versuchsergebnisse bekannt, die mit einem spannungsabhängigen Raumladungsschwächungsfaktor nicht in Einklang stehen. So ergab z. B. ein von Convert für eine 3-Feldanordnung veröffentlichter Wert einen nahezu um den Faktor 5 zu kleinen Rauschfaktor. Der kleinste an den hier beschriebenen 2-Feldröhren gemessene Rauschfaktor war 10,3 dB bei 27 dB Verstärkung und wurde an einer Wendelröhre mit nur einer Voranode bei 290 V Wendelspannung, 90 V Voranodenspannung und 200 Gauß Magnetfeld gefunden ($\lambda = 16$ cm). Durch die besondere Ausgestaltung des Laufraumes zwischen der ersten Voranode und dem Beginn der Verzögerungsleitung, z. B. durch die Einführung weiterer Elektroden, läßt sich die Lage des Rauschminimums in charakteristischer Weise verändern.

REFERATE

Die Anwendung von Ferroxdure in Fernseh-Fokussierungsmagneten¹⁾

Es wird die Verwendung des hartmagnetischen, keramischen Werkstoffes „Ferroxdure“ zur Fokussierung des Katodenstrahles in Fernseh bildröhren beschrieben. Infolge der unterschiedlichen technischen Werte von Ferroxdure gegenüber dem bisher verwendeten metallischen Werkstoff „Ticonal“ ergeben sich auch veränderte Ausführungen für die günstigste Magnetform. Zum Vergleich dienen folgende technischen Werte: (erst Ticonal, dann Ferroxdure) Koerzitivkraft 600/1500 Oersted; remanente Induktion 13 400/2100 Gauß. Wegen des hohen spezifischen Widerstandes von „Ferroxdure“

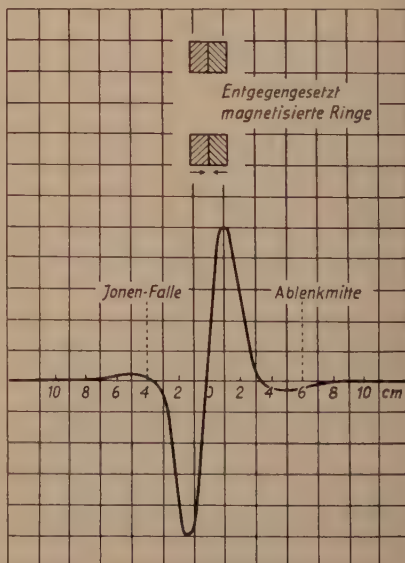


Abb. 1. Relatives axiales Feld zweier entgegengesetzt magnetisierter Ferroxdure Ringe

(größer als 10^8 Ohmcm) sind die Wirbelstromverluste vernachlässigbar klein. Eine Entmagnetisierung tritt praktisch nur nach Erhitzen über 450°C (Curiepunkt) ein.

Gegenüber einer Fokussierspule, deren relatives axiales Feld an den Rändern stetig abnimmt, weist der ringförmige permanente Magnet — also auch der metallische, aber wegen der größeren Länge in nicht so starkem Maße — auf beiden Seiten des Ringes einen

¹⁾ Matronics, Bd. 1 [1952] Nr. 1, S. 12...16.

Betrag in der anderen Richtung des Feldes und damit ein sekundäres Maximum auf. Zur Erreichung eines niedrigen Temperaturkoeffizienten bei der Verwendung von Ferroxdürrungen werden zwei Ringe koaxial mit entgegengesetzt gerichteten Magnetfeldern zusammenmontiert. In Abb. 1 ist der Fall dargestellt, daß sich die beiden Ringe berühren, was den geringsten Temperaturkoeffizienten bedingt. Zur Justierung des Fokussierfeldes kann der gegenseitige Abstand verändert werden. Für die relative Stellung der Fokussierringe gegenüber dem Bildschirm ergab sich, daß die erwünschte Erhöhung der Strahlenschärfe in der Mitte durch Bewegung zum Bildschirm erreicht werden konnte, wobei aber Verzerrungen infolge inhomogener Ablenkfelder hingenommen werden mußten. Eine Bewegung in entgegengesetzter Richtung verminderte die Verzerrung, aber damit auch die Schärfe in der Bildmitte, die aber ausschlaggebend ist. —II

Stereo-Kardiograf

In den letzten 15 Jahren wurden zweidimensionale Elektrokardiogramme zur Untersuchung der Herzfähigkeit verwendet. Um dreidimensionale Aufnahmen zur verbesserten Auswertung zur Verfügung zu haben, schlägt A. C. Guyton²⁾ vor, Zweistrahlröhren zu benutzen, die bei geeigneter Betrachtung eine dreidimensionale Figur der entsprechenden Herzströme ergeben. In der Arbeit sind Diagramme mit fünf Aufnahmen gezeigt. Dabei wird die Z-Achse beider Strahlen mit einer Sägezahnspannung von 300 Hz gebildet. Da die Zeitablenkung den Strahl langsam aus der Ruhelage verschiebt und einen schnellen Rücklauf aufweist, hat jede Zacke des Kardiogramms ein kometenartiges Aussehen, bei dem der Impuls nach dem Kopf des Kometen hinwandert. Mit einiger Übung liefern die beiden zugehörigen Figuren bei der Betrachtung (etwa 15 cm Entfernung von den Augen) ein dreidimensionales Bild. Die Elektronenstrahlen werden bei der Aufzeichnung so eingeregelt, daß ihre Ebenen einen Winkel von $10 \dots 15^\circ$ einschließen. L.

BUCHBESPRECHUNGEN

Induktivitäten

Von Harry Hertwig. 1. Aufl., Berlin 1954. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK GMBH., Berlin-Borsigwalde. 142 S. mit 95 Abb. und 50 Tab. DIN A 5, Ganzleinen. Preis 12,50 DM.

Berechnung und Eigenschaften von Induktivitäten — angefangen vom einfachsten Leitungs-

²⁾ electronics, Bd. 26 (1953), H. 11, S. 198

element bis zu den modernsten Spulen mit Ferritwerkstoffen — wurden in dem soeben erschienenen Werk, umfassend und systematisch geordnet, mit zahlreichen Formeln, Tabellen und Diagrammen versehen, leichtverständlich dargestellt.

Dieses Buch ist in erster Linie auf die Belange der Berechnungspraxis und damit der raschen Information abgestellt. Es vermittelt jedoch durch seinen theoretischen Teil, dem die Behandlung der Ein- und Ausschaltvorgänge in induktivitätsbehafteten Stromkreisen angefügt wurde, auch dem Studierenden die unbedingt notwendigen Grundkenntnisse über Spulen in einer sehr anschaulichen Weise. Zu begrüßen ist ferner die Behandlung der Meßverfahren für Spulen. —Z

Größengleichungen, Einheiten und Dimensionen

Von J. Wallot. 1. Aufl. Leipzig 1953, Verlag Johann Ambrosius Barth. 216 S. Preis geb. 16,35 DM, brosch. 14,70 DM.

Der Verfasser hatte im „Handbuch der Physik“ von H. Geiger und K. Scheel seine Auffassung unter dem Titel „Dimensionen, Einheiten, Maßsysteme“ als Band 2, Kap. 1, S. 1—41 kurz dargelegt. Eine umfangreiche Aussprache ergab sich aber seit 1926 besonders unter den Physikern, weil die Darlegungen den Denkgewohnheiten der Mehrheit zuwiderlaufen. Das in Aufsätzen, in Sitzungen und im Briefwechsel gewonnene Material formulierte manches Teilprogramm schärfer.

Behandelt werden im vorliegenden Buch die Grundgrößengleichungen der Geometrie, der Kinematik, der Dynamik, der Wärmelehre, der Elektrizitätslehre, der Photometrie und der Physik. Der zweite Abschnitt ist den Einheiten der Mechanik, der Wärmelehre, der Elektrizitätslehre und der Photometrie gewidmet. Der dritte Teil bringt den Begriff der Dimensionen, das II-Theorem, die Dimensionsanalyse und die Modelltheorie. Im vierten Teil wird das Schrifttum über Größengleichungen, Einheiten und Dimensionen zusammengestellt.

Das Buch kann dem Physiker und Elektriker warm empfohlen werden. P.

Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität

Von Joh. Peters. 1. Aufl. Berlin 1954, Springer-Verlag. 181 S. mit 130 Abb. Preis Ganzl. 27,— DM.

Der nicht gerade einheitliche Titel des Buches hätte zusammenfassend heißen können „Theorie der Übertragung“. Wenn das nicht geschehen ist, so hatte dies seinen Grund darin, daß

mit den drei Begriffen Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität ein anderes Gebiet umrissen werden sollte, nämlich die Regelungstechnik. Dies ist im allgemeinsten Sinne gemeint, wenn auch die Behandlung in der Sprache der Nachrichtentechnik durchgeführt ist. Der gegengekoppelte Verstärker und die sich selbst regelnde Maschine sind analoge Begriffe. Der theoretischen Abhandlung liegt ein angenähert lineares Übertragungssystem zugrunde, das am Eingang durch einen Vorgang erregt wird (Ursache) und damit einen Vorgang am Ausgang erzeugt (Wirkung). Das System ist gekennzeichnet: 1. durch seinen Übertragungsfaktor für komplexe Funktionen, 2. durch seine Wirkung auf definierte Ursachen (Einheitssprung) und 3. durch die Verteilung seiner Nullstellen und Pole in der komplexen f -Ebene. Alle drei Darstellungen sagen dasselbe aus.

Der Verfasser geht von der engeren Aufgabenstellung der Behandlung des gegengekoppelten Verstärkers aus, die sich dann in die Theorie der linearen allgemeinen Netzwerke mit aktiven Elementen erweitert. Die Stabilitätskriterien für den Gegenkopplungskreis werden so eingehend entwickelt, daß die zweckmäßige Bemessung des Verstärkers daraus hervorgeht. Das vorliegende Werk stellt einen wichtigen Baustein in der Zusammenfassung der immer noch heterogenen Elemente des Regelkreises dar; es wird wesentlich dazu beitragen, die auf den verschiedensten Gebieten tätigen Regeltechniker in der Entwicklung einer einheitlichen Theorie und damit auch einer einheitlichen Sprache zusammenzuführen — dies um so mehr, als die Darstellung sich in der exakten mathematischen Behandlung auf hohem Niveau bewegt. F. Winkel

Messung der Übertragungseigenschaften von Telefonen, Mikrofonen und Fernsprechern

Von Martin Gosewinkel. 1. Aufl. Karlsruhe 1953, Verlag G. Braun. 176 S. mit 100 Abb. Preis geb. 19,— DM.

In der modernen Übertragungstechnik nehmen das Mikrofon und Telefon eine besondere Stellung ein. Bei den hohen Anforderungen, die der Rundfunk beispielsweise an eine gute Frequenzwiedergabe der Mikrofone stellt, mußte auch die Meßtechnik auf diesem Gebiet mit der technischen Entwicklung Schritt halten. Das vorliegende Buch beschränkt sich nun bewußt auf Messungen, die die Übertragungseigenschaft klären sollen. Vor der Entwicklungszeit des Rundfunks begnügte man sich zumeist damit, bei Mikrofonen und Telefonen lediglich den ohmschen Widerstand nachzuprüfen, während der Frequenzgang oder die Empfindlichkeit der Geräte bei verschiedenen

Frequenzen und das Auftreten von Resonanzen gänzlich unberücksichtigt blieben. In neuerer Zeit wurde die Erfassung sämtlicher Übertragungseigenschaften notwendig, zumal die Güte der Darbietung des Rundfunks auch eine Verbesserung des zu übertragenden Sprechbandes auf den Leitungen nahelegte.

In seinem Inhalt bringt das Buch alles, was zur Durchführung der Messungen an Fernsprechern, Mikrofonen und Telefonen notwendig ist. Damit wird der Fachmann in die Lage versetzt, die Übertragungseigenschaften seiner Fernmeldegeräte leicht zu ermitteln und auch bei Spezialfernsprechern, wie zum Beispiel Grubenfernsprechern, die Sondereigenschaften leicht zu übersehen.

Im ersten Teil werden die Grundlagen — die verschiedenen Arten der Mikrofone und Telefone — besprochen. Auch eine eingehende Erläuterung der Anforderungen an diese Geräte und der vorkommenden Begriffe und Messungen ist dort zu finden. Der zweite, sehr ausführliche Teil behandelt Einzelheiten der Messungen an Mikrofonen, Telefonen und ganzen Fernsprechstationen. Der dritte Teil enthält die Beschreibung besonders wichtiger Meßeinrichtungen, zum Beispiel zur Aufzeichnung von Mikrofonmessungen. In besonders ausführlicher Weise wird auf den Haupteichkreis und die daraus abgeleiteten Arbeitseichkreise eingegangen. Da diese Eichkreise internationale Bedeutung haben, ist ihre Schilderung zu begrüßen.

Die Darstellung ist klar gehalten und gut verständlich, die Gliederung übersichtlich und das Auffinden bestimmter Sondermessungen verhältnismäßig leicht. Vorausgesetzt wird die Beherrschung der allgemeinen Grundlagen der theoretischen Elektrotechnik. Durch ein reiches Schrifttumverzeichnis hat der Verfasser das Buch in vorteilhafter Weise ergänzt. Er wendet sich in erster Linie an den Entwicklungs- und Prüffeldingenieur, ferner an die älteren Studenten sowie an die jungen Diplom-Ingenieure, ferner aber auch an die Verantwortlichen, die zur Abnahme von Geräten Prüfvorschriften aufstellen sollen. Das Buch kann den genannten Kreisen recht empfohlen werden. L.

Übersicht über die allgemeine Elektrotechnik

Von A. von Weiss. 1. Aufl. Leipzig 1953, Akademische Verlagsges. Geest & Portig KG. 447 S. mit 351 Abb. u. 4 Tafeln. Preis geb. 35,— DM.

Die mathematischen Hilfsmittel, die zum Verständnis des Buches benötigt werden, sind nicht allzu hoch gestellt.

Formelableitungen werden meistens mit den nötigen Zwischenrechnungen gebracht und sind

für den Lernenden ein guter Hinweis auf die Methoden der angewandten Mathematik. Die endgültigen Gleichungen wurden gut hervorgehoben und nummeriert, so daß das Auffinden bestimmter Gesetzmäßigkeiten ohne große Schwierigkeit erfolgen kann. Sehr willkommen für den lernenden Leser sind die in dem Buch vorhandenen Rechenbeispiele und Aufgaben, die die Anwendung physikalischer Gesetze und den praktischen Einsatz mathematischer Lösungen aufzeigen.

Bei der Einteilung des Buches nehmen die Grundbegriffe des elektrostatischen Feldes den gebührenden Raum ein. Ebenso ist der Behandlung der stationären elektrischen Strömung genügend Umfang gegeben. Die Abschnitte über Elektronen- und Ionenströme, das magnetische Feld und die Grundbegriffe der Wechselströme sind anschaulich entwickelt und gut dargestellt. Es folgen in einem besonderen Abschnitt technische Anwendungen, die sich hauptsächlich auf Meßgeräte und Messungen sowie auf Gleichstrom- und Wechselstrommaschinen erstrecken. Auch Umformer und Stromrichter sind dabei berücksichtigt worden.

Die Behandlung der elektrischen Maschinen ist nicht besonders hervorgehoben, sondern beschränkt sich im wesentlichen auf deren Wirkungsweise. Die Darstellung reicht jedoch aus, um praktische Übungen im Labor an den Maschinen gut zu verstehen und ausführen zu können.

Ausführlich werden im dritten Abschnitt die Wechselstromlehre und die Wechselstromtechnik unter genügender Berücksichtigung der Schwingungskreise und der Schaltvorgänge betrachtet. Ein besonderes Kapitel ist der Ortskurventheorie und der Energieübertragung auf Starkstromleitungen gewidmet. Bei der Behandlung der Wechselstrombrücken, die für den Studierenden unerlässlich ist, wäre vielleicht noch ein Eingehen auf die Frequenzmessung mit den Brückenmethoden zweckmäßig gewesen.

Das Buch ist in seiner Darstellung gut angelegt und insbesondere für den Studentenkreis empfehlenswert. Als Repetitorium wird es allen Lesern stets willkommen sein. L.

Technical Aspects of Sound

Von E. G. Richardson. 1. Aufl. Amsterdam — Houston — London — New York 1953, Elsevier Publishing Company. 554 S. mit 294 Abb. u. 14 Tab. Preis geb. 70 s.

Dieser erste von zwei vorgesehenen Bänden enthält Beiträge namhafter Spezialisten, die in zusammenfassender Form nicht nur über die theoretischen Grundlagen der Akustik, sondern auch über die vielseitigen praktischen Anwendungen des Schalles einschließlich Ultraschall berichten. Nach einer theoretischen Einleitung werden im zweiten Teil die Methoden der akustischen Messungen und die Eigenschaften der in der Akustik benutzten Werkstoffe behandelt. Die folgenden Teile beschäftigen sich mit der Bau- und Raumakustik, den Verfahren zur Messung und Verringerung von Geräuschen, den Sprech- und Hörvorgängen und dem Mikrophon. Im fünften Teil werden Lautsprecher und Telefon, Tonaufzeichnungsverfahren und die Probleme der Stereophonie behandelt, während der abschließende sechste Teil sich mit den Methoden der Klanganalyse und den mechanischen und elektronischen Musikinstrumenten beschäftigt.

Obwohl bei einer Vielzahl von Autoren immer die Gefahr der Überschneidung und Wiederholung besteht, muß es dem Herausgeber hoch angerechnet werden, daß er es verstanden hat, durch sorgfältige Abstimmung der Einzelbeiträge diesen Nachteil vieler anderer Werke zu vermeiden. Das neue Werk ist für jeden Elektroakustiker von Wert und wird einen ehrenvollen Platz neben den anderen Standardwerken der Elektroakustik einnehmen. —th



**DEUTSCHE INDUSTRIEAUSSTELLUNG
BERLIN 1954 • 25. IX. BIS 10. X.**



**Koaxiale
geschirmte HF-Leitungen**

**Symmetrisch
geschirmte HF-Leitungen**

**Symmetrisch
ungeschirmte HF-Leitungen**

**Kapazitäts-
und dämpfungsarme
Spezialleitungen für Ton-
und Fernsehempfang**

*Verlangen Sie bitte
Sonderangebote!*



**LEONISCHE DRAHTWERKE A.G.
NÜRNBERG**